

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA



**DESARROLLO DE UN ESQUEMA DE
MODULACIÓN SIN PORTADORA PARA SISTEMAS
DE COMUNICACIÓN DE LUZ VISIBLE.**

por

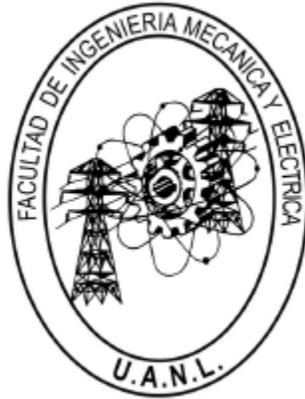
DANIEL CASTAÑEDA CASTELLANOS

Como requisito para obtener el grado de MAESTRÍA
EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA

Febrero 2021

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA



**DESARROLLO DE UN ESQUEMA DE
MODULACIÓN SIN PORTADORA PARA SISTEMAS
DE COMUNICACIÓN DE LUZ VISIBLE.**

por

DANIEL CASTAÑEDA CASTELLANOS

Como requisito para obtener el grado de MAESTRÍA
EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA

Febrero 2021



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

Universidad Autónoma de Nuevo León

Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica

Subdirección de Estudios de Posgrado

Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la Tesis “Desarrollo de un esquema de modulación sin portadora para sistemas de comunicación de luz visible”, realizada por el alumno Daniel Castañeda Castellanos, con número de matrícula: 1988516, sea aceptada para su defensa como requisito para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.

El Comité de Tesis

Dr. Jorge Aguilar Torrentera
Director

Dr. Gilberto Martínez
Revisor

Dr. José Ramón Rodríguez Cruz
Revisor

Vo. Bo.

Dr. Simón Martínez Martínez
Subdirector de Estudios de Posgrado



095

San Nicolás de los Garza, Nuevo León, diciembre de 2020



DEDICATORIA

El presente trabajo está dedicado principalmente a Dios, por ser el inspirador y darme fuerzas para continuar en este proceso de obtener uno de los anhelos más deseados.

A mis padres, por su amor, trabajo y sacrificio en todos estos años, gracias a ustedes he logrado llegar hasta aquí y convertirme en un hombre de bien. Ser su hijo ha sido un orgullo y privilegio para mí, son los mejores padres.

A mi abuela que en donde quiera que esté, le mando el más grande de los besos.

A mi esposa por estar siempre presente, acompañándome y por el apoyo moral, que me ha brindado a lo largo de etapa de mi vida.

A todas las personas que me ha apoyado y han hecho que el trabajo se realice con éxito en especial a aquellos que me abrieron las puertas y compartieron sus conocimientos.

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Jorge Aguilar Torrentera por todas sus asesorías impartidas a lo largo de la maestría, por su paciencia y apoyo constante para la realización de este proyecto de tesis.

A familia, amigos y personales especiales en mi vida, no son nada más y nada menos que un solo conjunto: seres queridos que suponen benefactores de importancia inimaginables en mis circunstancias de humano. No podría sentirme mas ameno con la confianza puesta sobre mi persona, especialmente cuando he contado con su mejor apoyo desde que siquiera tengo uso de razón.

Este nuevo logro es en gran parte gracias a ustedes. He logrado concluir con éxito un proyecto que en un principio podría parecer tarea titánica e interminable. Quisiera dedicar mi tesis a ustedes, personas de bien, seres que ofrecen amor, bienestar y los finos deleites de la vida.

A los Doctores del área de Telecomunicaciones por formarme como un mejor estudiante y profesional en la investigación. Por ser siempre un apoyo a lo largo de estos dos años de estudio de maestría.

Agradezco el apoyo del CONACyT para terminar de buena manera este trabajo de investigación, sino me hubiera sido imposible culminar mi proyecto de tesis.

Resumen

Debido al crecimiento exponencial de los usuarios demandantes de datos y la saturación del espectro electromagnético, hay una proliferación de nuevas tecnologías inalámbricas que no utilizan radiofrecuencia.

Los sistemas de comunicación de luz visible, son una tecnología de red óptica inalámbrica que utiliza diodos emisores de luz (LEDs) para la transmisión de datos a altas velocidades y cumplen con el estándar IEEE 802.15.7.

En esta tesis se analiza el estado del arte de los principales desarrollos y productos de los sistemas comunicación de luz visible. Primero se muestra una visión general para ayudar a comprender el potencial de estos sistemas de comunicación inalámbrica. Posteriormente, se revisan los modelos de enlaces para sistemas de comunicación de luz visible y se describe detalladamente los diferentes tipos de enlace de propagación. Luego se hace una revisión de los esquemas de modulación más eficientes como es la modulación OFDM y de los esquemas de modulación no coherente como: la modulación de amplitud y fase sin portadora (CAP) y MultiCAP (CAP multibanda o m-CAP).

Se propone el desarrollo de un esquema novedoso de comunicación de luz visible (VLC) sin portadora, utilizando un receptor no coherente y se revisan los resultados.

Finalmente se analizan las conclusiones del trabajo realizado y se definirán posibles campos de aplicación de esta tecnología.

Contenido

Capítulo 1 “Introducción”	1
1.1- Introducción.	1
1.2- Antecedentes.	2
1.3- Descripción del Problema.	3
1.4- Hipótesis	6
1.5- Metodología	6
1.6- Objetivos.	7
1.7- Organización de la Tesis.	7
Referencias	9
Capítulo 2: "Particularidades de los sistemas de comunicación de luz visible"	10
2.1- Introducción	10
2.2- Estado del Arte de los Sistemas de Comunicación de Luz Visible (VLC). ...	10
2.3- Sistemas emergentes de comunicación de luz visible.	14
2.4- Descripción del estándar VLC IEEE 802.15.7	18
2.5- Conclusiones	25
Referencias.	26
Capítulo 3 "Foto electrónica para sistemas VLC."	32
3.1- Introducción.	32
3.2- La unión PN como emisor de luz.	33
3.3- Control de cromaticidad.	43
3.4- Eficiencia y potencia.	45
3.5- Limitación de ancho de banda.	49
3.6- Coherencia espectral del LED.	50
3.7- No linealidades del LED.	53
3.8- Características de modulación no lineal de LED blanco.	55
3.8.1- Ancho de banda de modulación LED debido a la vida útil del operador...	55
3.8.2- Ancho de banda de modulación LED debido a la capacidad de carga espacial.	56
3.8.3- Características eléctricas-ópticas no lineales de LED.	57
3.8.4- Ancho de banda de modulación LED equivalente relacionado con la corriente de polarización de DC.	58
3.9- Modelo del Fotodiodo PIN.	59

3.10-	Ruido de foto detección.....	60
3.11-	Responsividad.....	62
3.12-	Conclusiones.....	63
	Referencias.....	64
Capítulo 4 "Modelos de enlaces para sistemas Comunicación de Luz Visible.....		66
4.1-	Introducción.....	66
4.2-	Coherencia espacial: modelo de distribución Lambertiano.....	66
4.3-	Enlaces de propagación.....	69
4.3.1-	Enlace LOS.....	71
4.3.2-	Enlace NLOS.....	72
4.4-	Consideraciones del canal para el receptor IM/DD (Intensity Modulation/Direct Detection).....	74
4.5-	Dispersión multitrayecto.....	77
4.6-	Conclusiones.....	84
	Referencias.....	85
Capítulo 5 "Esquemas de Modulación".....		87
5.1-	Introducción.....	87
5.2-	Modulación OFDM.....	88
5.2.1-	Introducción.....	88
5.2.2-	Principios de OFDM.....	88
5.2.3-	Implementación basada en oscilador.....	89
5.2.4-	Implementación basada en FFT.....	92
5.2.5-	Tiempo de guardia y prefijo cíclico.....	95
5.2.6-	Ventanas.....	98
5.2.7-	Modelo del sistema OFDM en tiempo continuo.....	104
5.2.8-	Modelado del sistema OFDM en tiempo discreto.....	107
5.2.9-	Propiedades de los sistemas OFDM.....	108
5.3-	Modulación de Amplitud y Fase sin Portadora (CAP).....	109
5.3.1-	Principio del formato de modulación de CAP.....	109
5.3.2-	CAP de alta dimensionalidad.....	112
5.3.3-	CAP multibanda (MultiCAP).....	116
5.3.4-	CAP vs MultiCAP.....	117
5.4-	Modulación de Código.....	118

5.5- Conclusiones.	121
Referencias.	123
Capítulo 6 “Resultados del esquema de modulación de código”	127
6.1- Introducción.	127
6.2- Análisis de presupuesto de enlace en interiores.	127
6.3- Efecto del canal óptico en las señales moduladas.	130
6.4- Control de dimming	135
6.5- Propuesta de implementación del transmisor.	138
6.6- Cancelación de interferencias de código.	141
6.7- Fuentes de ruido en el receptor.	148
6.8- Conclusiones.	150
Referencias.	151
Capítulo 7 “Conclusiones”	152

Índice de figuras

Figura 1.1 Diagrama en bloques para un sistema m-CAP [1].....	5
Figura 1.2 Esquema novedoso de modulación espectral de código y demodulación para sistemas VLC.....	5
Figura 2.1 Topologías IEEE 802.15.7 [47].....	19
Figura 2.2 Multiplexación por división de frecuencia para los tres tipos de PHY.....	20
Figura 2.3 Estructura de la trama de datos IEEE 802.15.7.....	22
Figura 3.1 Diagramas de bandas de energía de semiconductores de tipo P y tipo N de Si [8].....	34
Figura 3.2 Diagrama de bandas de energía para semiconductores con banda prohibida ancha (I) y estrecha (II) [19].....	35
Figura 3.3 Diagramas de bandas de energía de izquierda a derecha: equilibrio térmico, polarización directa, polarización inversa [8].....	37
Figura 3.4 Diagramas E-k de semiconductores de banda prohibida directa e indirecta [8].....	39
Figura 3.5 Espectro emitido del LED [8].....	40
Figura 3.6 Dependencia de la temperatura de un LED AlGaAs [8].....	42
Figura 3.7 CIE 1931 coordenadas de color x-y [9].....	45
Figura 3.8 Eficiencia cuántica externa y potencia óptica LED en función de la corriente suministrada [8].....	47
Figura 3.9 Estructuras LED: (a) Estructura planar y (b) Estructura de domo [8].....	48
Figura 3.10 (a) SPD normalizada del LED (b) CCR correspondiente [8].....	52
Figura 3.11 Mapa de color CIE [8].....	52
Figura 3.12 Circuito equivalente para el comportamiento transitorio del LED [17].....	56
Figura 3.13 Sección de un diodo PIN y esquema eléctrico equivalente.....	60
Figura 3.14 Responsividad (R) vs λ para un fotodiodo ideal con una eficiencia cuántica externa del 100% y para un típico fotodiodo comercial [20].....	62
Figura 4.1 Geometría de iluminación: las definiciones del ángulo de inclinación τ y el ángulo de inclinación σ [1].....	67
Figura 4.2 Clasificación de los enlaces de propagación [2].....	70
Figura 4.3. (a) Transmisión y recepción en un enlace infrarrojo con IM / DD. (b) Enlace de modelado.....	74
Figura 4.4 Distribución de potencia óptica recibida correspondiente a (a) LOS y (b) trayectos múltiples de reflexión de primer orden [3].....	78

Figura 4.5 Ejemplo de diseño de iluminación de techo con cuatro LED [3].....	79
Figura 4.6 El CIR normalizado cuando se utilizan fuentes de luz de primer orden y de orden lambertiano optimizado [3].....	82
Figura 4.7 La distribución espacial de la demora RMS se extendió con y sin OLO en una sala de cuatro celdas de $5 \times 5 \times 3$ m ³ [3].....	83
Figura 5.1. Estructura de un transmisor y receptor OFDM de banda base basado en un oscilador.....	91
Figura 5.2 Espectro de amplitud de un símbolo OFDM.....	92
Figura 5.3 Estructura de un transmisor y receptor OFDM de banda base basado en FFT.....	93
Figura 5.4 Espectro de amplitud (en el límite para un número infinito de subcanales OFDM) de una salida IFFT no sobremuestreada.....	94
Figura 5.5 Espectro de amplitud (en el límite para un número infinito de subcanales OFDM) de una salida IFFT sobremuestreada.....	94
Figura 5.6 Extensión cíclica de un símbolo OFDM.....	95
Figura 5.7 Transmisión de una señal OFDM con un tiempo de guarda ordinario sobre un canal de dos vías.....	97
Figura 5.8 Transmisión de una señal OFDM con un tiempo de guarda cíclicamente extendido sobre un canal de dos vías.....	97
Figura 5.9 Estructura temporal de una señal OFDM en ventana.....	99
Figura 5.10 PDS de señales OFDM / BPSK con $f_c = 1\text{GHz}$, $N = 48$, $T = 4000$ ns, $T_{cp} = 800$ y $\beta = 0, 0.025, 0.05$ y 0.1	104
Figura 5.11 Modelo de un sistema OFDM en tiempo continuo [6].....	104
Figura 5.12 Sistema OFDM en tiempo discreto [6].....	107
Figura 5.13 Sistema CAP.....	110
Figura 5.14 (a) Respuesta de impulso del filtro 1, f_1 (b) Respuesta de impulso del filtro 2, f_2 (c) Espectro de frecuencia combinado, $S(t)$	111
Figura 5.15 Sistemas 3D o 4D-CAP.....	115
Figura 5.16 Sistemas MultiCAP.....	116
Figura 5.17 Esquema conceptual del filtro FIR con retardos de etapa desiguales y ganancias de derivación desiguales [12].....	119
Figura 6.1 Escenario indoor para VLC con dimensiones: $5 \times 5 \times 3$ m.....	127
Figura 6.2 Distribución de potencia recibida con lente.....	128
Figura 6.3 Distribución de potencia recibida sin lente.....	129

Figura 6.4 Distribución de ganancia del canal.....	130
Figura 6.5 Diagrama en bloques de la respuesta al impulso del esquema de modulación sin portadora.....	131
Figura 6.6 Respuesta al impulso del canal VLC.....	131
Figura 6.7 Respuesta al impulso del receptor no coherente.....	132
Figura 6.8 $y(t) = x(t) * hVLC(t)$, con $x(t) = 4,2262 * 10^{-5}$	133
Figura 6.9 $y(t)_{total} = y(t) * hDTF(t)$	133
Figura 6.10 $Y(f) = X(f)HVLC(f)$	134
Figura 6.11 $Y_{total}(f) = Y(f)HDTF(f)$	135
Figura 6.12 Señal VPPM con 25% de ancho de pulso [4].....	138
Figura 6.13 Diagrama en bloques del transmisor.....	138
Figura 6.14 Forma de ondas generada y forma de onda de filtro antialiasing.....	140
Figura 6.15 Formas de ondas. (a) onda generada. (b) onda muestreada.....	140
Figura 6.16 Diagrama en bloques de una red VLC.....	141
Figura 6.17 Entrada $S'1(t)$ al decodificador para $C2 = (0, 0, 0, 1, 1)$. Interferente cercano.....	142
Figura 6.18 Entrada $S'2(t)$ al decodificador para $C4 = (0, 0, 1, 0, 1)$. Interferente cercano.....	143
Figura 6.19 Salida Z del decodificador para el caso de interferencia de código cercano.....	144
Figura 6.20 Entrada $S'1(t)$ al decodificador para $C2 = (0, 0, 0, 1, 1)$. Interferente lejano.....	145
Figura 6.21 Entrada $S'2(t)$ al decodificador para $C4 = (0, 0, 1, 0, 1)$. Interferente lejano.....	146
Figura 6.22 Salida Z del decodificador para el caso de interferencia de código lejano.....	147
Figura 6.23 Valores del $Drms$ dentro de la habitación.....	148
Figura 6.24 Distribución de la SNR.....	149

Índice de tablas

Tabla 2.1 Banda 2.4GHz según la región ITU-R [44].....	16
Tabla 2.2 Clasificación de dispositivos según IEEE 802.15.7 [57].....	23
Tabla 3.1 Materiales semiconductores del LED [8].....	42
Tabla 4.1 Especificación de los sistemas de VLC para interiores estudiados [3].....	81
Tabla 6.1 Valores de las 17 muestras obtenidas.....	139
Tabla 6.2 Códigos de Hadamard de longitud 4.....	141

Capítulo 1 “Introducción”

1.1- Introducción.

Los formatos de modulación avanzados son cada vez más importantes en los sistemas de comunicaciones de luz visible (VLC, Visible Light Communications) que utilizan una infraestructura de iluminación basada en diodos emisores de luz (LEDs, Light Emitting Diodes). Uno de los objetivos principales de VLC es proporcionar redes de transmisión de alta capacidad a hogares y oficinas inteligentes de próxima generación, al mismo tiempo que proporciona iluminación de la sala completa. Por lo tanto, uno de los desafíos claves de VLC se refiere a la limitación de ancho de banda asociada con los LED blancos comerciales, que se comportan como filtros de paso bajo de primer orden. La luz blanca se produce con LED azules recubiertos de fósforo convertidor de color amarillo. Aunque los LED azules ofrecen anchos de banda del orden de decenas de megahercios, el fósforo convertidor de color amarillo reduce sustancialmente esto a solo unos pocos megahercios, limitado principalmente por la lenta respuesta temporal del fósforo y dificultan el desarrollo adicional de la comunicación de alta velocidad. Un método sencillo para combatir la limitación del ancho de banda de los LED es emplear técnicas apropiadas de preénfasis o ecualización de potencia. Sin embargo, el uso de la ecualización de potencia introducirá una distorsión de señal adicional debido a los efectos no lineales de los LED, limitando así la ganancia de rendimiento alcanzable. En cierta manera, esta tecnología constituye una alternativa a los sistemas de RF regulados por la norma IEEE 802.11a/b, los cuales han experimentado un uso exhaustivo debido a la alta demanda de aplicaciones de transmisión de datos en los sistemas inalámbricos. La tecnología VLC está creciendo en su popularidad ya que presenta ventajas significativas con respecto a los sistemas de RF, tales como una mejora en la inmunidad a las perturbaciones electromagnéticas y puede funcionar bajo un límite electromagnético estricto. Además, presenta bajo consumo de potencia, alta seguridad y no tiene riesgo de fugas a través de edificios. Otras de las ventajas

significativas de VLC es que no tiene límite de radiofrecuencia y cientos de THz de ancho de banda disponible sin la necesidad de pagar licencia.

Los esquemas de transmisión sin portadora son eficientes espectralmente y relativamente fáciles de implementar [Karibu, 2018]. Los filtros de conformación de pulsos de respuesta finita permiten diseñar esquemas con modulación y demodulación de subbandas. La limitante en el ancho de banda de los filtros implica necesariamente una reducción de las velocidades de transmisión, sin embargo; su linealidad en fase hace factible la introducción de esquemas de modulación digital de alto nivel QAM. Actualmente, prevalecen dificultades significativas en los esquemas de modulación sin portadora para sistemas VLC. Por ejemplo, se requiere desarrollar esquemas de transmisión digital que mitiguen los efectos de jitter así como limitaciones de ancho de banda y efectos de multitrayectoria, los cuales no han sido resueltos satisfactoriamente [Karibu, 2018].

Uno de los objetivos centrales de esta tesis es la exploración de un esquema de modulación de código sin portadora que emplea una arquitectura de receptor reportada en [Aguilar-Torrentera, 2018]. El método de modulación de código empleado se basa en un esquema de intensidad de subbandas y es un esquema no coherente por lo que la detección de señales codificadas es compatible con receptores no coherentes que emplean fotodiodos.

1.2- Antecedentes.

Las tecnologías de comunicaciones inalámbricas actuales, como la tecnología inalámbrica WiFi o Bluetooth, utilizan ondas de radio como medio básico para transferir información. A pesar de que estas tecnologías están ampliamente extendidas, la necesidad de explorar alternativas para transmitir datos de manera inalámbrica y más eficiente es una necesidad.

La razón subyacente de esta necesidad se basa en las limitaciones actuales de la banda de radiofrecuencia (RF), que incluyen la congestión en la banda y la interferencia entre distintas aplicaciones de RF, particularmente en algunas banda industriales, científicas y médicas (ISM). Para explorar alternativas, se ha realizado

mucha investigación para probar la posibilidad de utilizar la luz visible como un medio inalámbrico para transferir datos. Como resultado, apareció la comunicación de luz visible (VLC), que es una tecnología inalámbrica que utiliza la luz visible como un medio de comunicación en lugar de utilizar la banda de radiofrecuencia. Recientemente, VLC ha atraído la atención de la comunidad de investigación y se han realizado varios estudios para mejorar la tecnología. Sin embargo, todavía hay una necesidad notable de apoyar el campo de investigación debido a la novedad de esta nueva tecnología.

En términos simples, VLC se puede considerar como una tecnología WiFi basada en luz, es decir, en lugar de las ondas de radio que utiliza WiFi, esta utiliza luz para transmitir datos. En lugar de módems WiFi, VLC usaría transceptores equipados con lámparas LED que podrían iluminar una habitación, así como transmitir y recibir información. El ancho de banda de luz visible no utilizado está actualmente disponible para transferencias de datos. VLC puede desempeñar un papel importante a la hora de descongestionar el espectro electromagnético.

1.3- Descripción del Problema.

Las comunicaciones de luz visible son una tecnología con un enorme potencial para una amplia gama de aplicaciones dentro de las tecnologías de transmisión y transmisión de próxima generación. El mayor desafío en los sistemas VLC hasta la fecha ha sido mejorar las velocidades de transmisión, considerando los bajos anchos de banda disponibles con dispositivos LED comerciales. Por lo tanto, para mejorar el uso espectral, la comunidad de investigadores ha recurrido cada vez más a formatos de modulación avanzados, como la multiplexación por división de frecuencia ortogonal.

La multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) ha sido objeto de una gran atención debido a su capacidad para admitir formatos de modulación espectralmente eficientes y de alto orden, como la modulación de amplitud en cuadratura (QAM) y superar de manera eficiente la distorsión impuesta por la limitación de ancho de banda o desvanecimiento no plano. Esto permite una mejora en la potencia y el uso espectral con respecto a los formatos más tradicionales, lo

que resulta en un aumento de la velocidad de transmisión. El inconveniente de este formato de modulación es que requiere del uso de portadora y de un receptor coherente. Además, OFDM utiliza la transformada rápida de Fourier (FFT) inversa y directa, que también puede ser computacionalmente costoso dependiendo del número requerido de subbandas.

Actualmente, uno de los formatos de modulación más novedosos y populares es la modulación de amplitud y fase (CAP) sin portadora, que se ha demostrado experimentalmente que ofrece velocidades de transmisión mejoradas en comparación con OFDM cuando se utiliza el mismo enlace físico [1]. Esto es significativo, ya que la modulación CAP es relativamente simple de implementar en tiempo real. En CAP, las frecuencias portadoras se generan usando filtros de respuesta de impulso finito (FIR), donde la mayor parte de la complejidad se introduce dependiendo de la longitud del filtro, mientras que el componente más complejo computacionalmente es el módulo convertidor digital a analógico.

Desafortunadamente, CAP solo se ha probado en el caso de respuestas de magnitud de banda plana, que es un fenómeno que rara vez está disponible en VLC debido a los bajos anchos de banda de modulación disponibles de los LED.

En base a esto, se deduce que se puede obtener un rendimiento adicional al aumentar el número de subbandas con el que se divide el ancho de banda disponible por m dando lugar al concepto m -CAP. Esto permite que el ancho de banda decreciente de la subbanda se aproxime a las bandas planas. Como se puede ver en la figura 1.1, este esquema de modulación sin portadora requiere de un total de $2m$ filtros FIR, donde m es el número de subbandas. Esto podría tener un costo considerable a la hora de implementación, teniendo en cuenta la cantidad de subbandas.

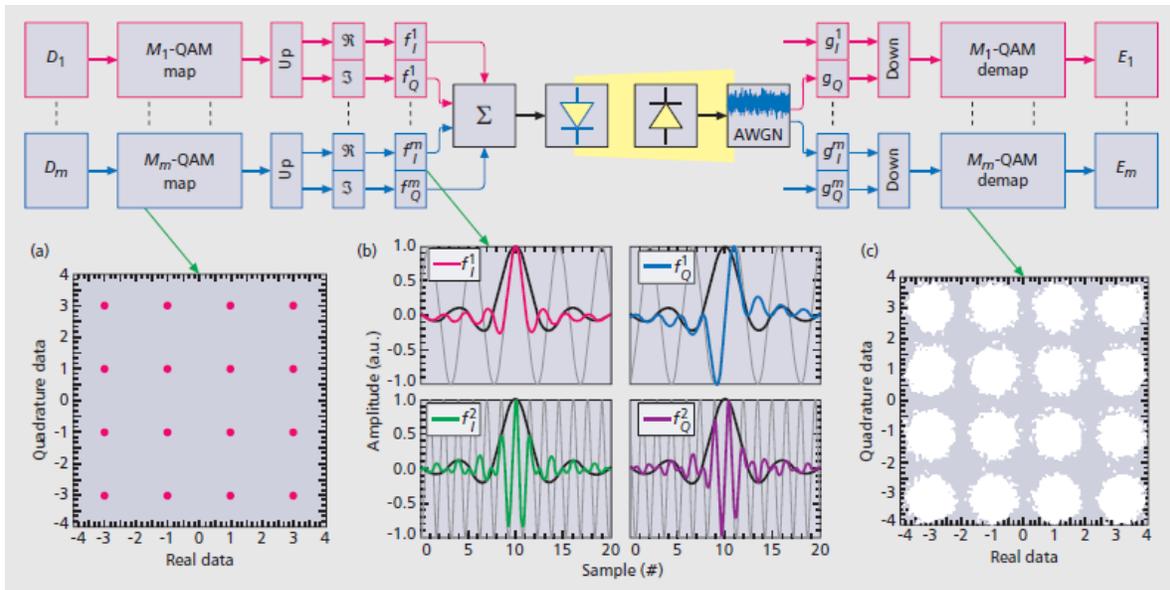


Figura 1.1 Diagrama en bloques para un sistema m-CAP [1].

En la presente tesis se desarrolla un esquema novedoso de comunicación de luz visible (VLC) sin portadora, utilizando un receptor no coherente, que muestra en la figura 1.2.

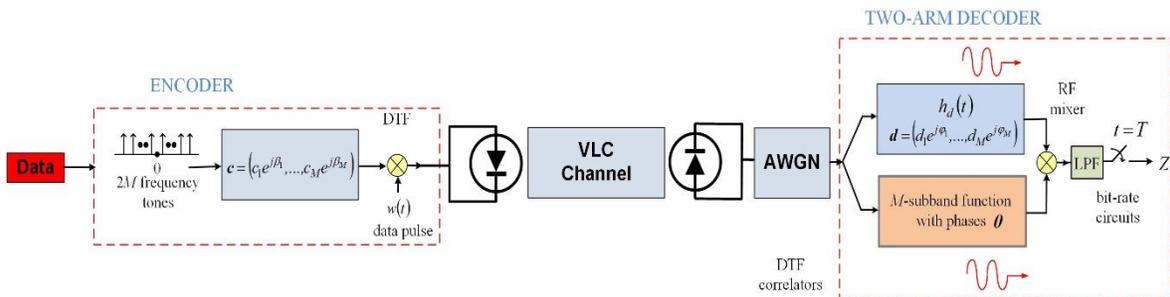


Figura 1.2 Esquema novedoso de modulación espectral de código y demodulación para sistemas VLC.

En este esquema novedoso y sin portadora se hace uso de una modulación espectral de código y demodulación para sistemas VLC, utilizando un receptor no coherente que consiste en un par de filtros transversales distribuidos (par de filtros FIR) que utilizan el mayor número de grados de libertad para aproximar la respuesta al impulso de cada filtro a una señal con codificación temporal de fase [Crespo]. El esquema permite la decodificación espectral no coherente en el proceso de

demodulación del código. Este esquema tiene la ventaja de que a pesar de ser no coherente como los sistemas m-CAP, presenta una mayor eficiencia espectral comparada con m-CAP ya que se permite un cierto nivel de interferencia entre subbandas lo que permite un diseño de filtros FIR con menor extensión y por ende una relativa mayor velocidad de transmisión.

1.4- Hipótesis

La robustez del esquema de modulación de código se puede analizar como la capacidad de detección no coherente de un sistema de acceso múltiple por división de código (CDMA) considerando una red VLC en interiores con rechazo a interferencia de código lejana e interferencia de código cercana.

1.5- Metodología

El proyecto de tesis consiste de dos etapas. Inicialmente, para establecer el método de señalización de modulación de código sin portadora propuesta se estudiará la posibilidad de transmitir pulsos modulados a través de un diodo de luz blanca LED. De estos estudios se desarrollará un modelo del transmisor que cumpla con ciertos objetivos tales como la respuesta en frecuencia del diodo, regulación de intensidad de luz para la modulación de pulsos, potencia de enlaces en interiores y la detección no coherente del diodo PIN.

La segunda parte del estudio será el desarrollo de un modelo de canal que incluye al modulador-demodulador como parte de un enlace de luz visible en interiores. Primero se establecerá un modelo discreto con codificación espectral (codificación temporal de fase). La respuesta impulsiva del canal de distintos transmisores se evaluará como la capacidad de un codificador de dos ramas con capacidad de rechazo de interferencia lejana y cercana. Específicamente, la robustez a la interferencia se evaluará suponiendo el uso de códigos perfectamente ortogonales tales como códigos Hadamard (modulación de subbandas ON-OFF) y códigos cosenoidales ortogonales (modulación de subbandas multi-nivel).

1.6- Objetivos.

- 1) Desarrollar modelos de modulación de código y métodos de demodulación no-coherente en un ambiente de simulación de sistemas VLC sin portadora empleando algún lenguaje técnico de computación. El ambiente de simulación se refiere a la incorporación de modelos de LED, modelos del diodo PIN y canal óptico.
- 2) Evaluar métodos de modulación de código empleando un esquema novedoso de decodificación no-coherente para su aplicación a los sistemas VLC.

1.7- Organización de la Tesis.

La presente tesis se conforma de 7 capítulos, iniciando con el capítulo 1 de introducción.

Capítulo 2. Este capítulo se titula: “Particularidades de los sistemas de comunicación de luz visible”. Se revisa detalladamente el estado del arte de los sistemas de comunicación de luz visible (VLC). Posteriormente, se hace referencia a la solución de VLC frente a la problemática que enfrenta la saturación del espectro radioeléctrico, debido a la masificación de usuarios. Se culmina el capítulo haciendo una descripción del estándar VLC 802.15.7.

Capítulo 3. Este capítulo se titula: “Fotoelectrónica para sistemas VLC”. Primeramente, se estudia de la unión PN como emisor de luz, donde se describen los semiconductores tipo P y tipo N. Luego, se revisa el control de cromaticidad y las ecuaciones de eficiencia y potencia óptica LED en función de la corriente suministrada y se termina el capítulo obteniendo la ecuación de responsividad en términos de la eficiencia cuántica externa.

Capítulo 4. Este capítulo se titula: “Modelos de enlaces para sistemas de Comunicación de Luz Visible”. Inicialmente se describe el modelo de distribución Lambertiano. Luego se revisan los diferentes tipos de enlace de propagación y se describen cada uno de ellos en particular. Posteriormente, se revisan las consideraciones del canal para el receptor IM/DD (Intensity Modulation/Direct Detection) y se termina haciendo un estudio de la dispersión por multitrayectos.

Capítulo 5. Este capítulo se titula: “Esquemas de Modulación”. En este capítulo se hace una descripción exhaustiva de la modulación OFDM. Se revisa el modelo del sistema OFDM en tiempo continuo y el modelo en tiempo discreto, así como las propiedades de los sistemas OFDM. Luego se hace un estudio de la modulación de amplitud y fase sin portadora (CAP) y de MultiCAP (CAP multibanda o m-CAP) y se establece una comparación entre ambas modulaciones. Posteriormente, se concluye el capítulo haciendo una revisión de la modulación de código.

Capítulo 6. En este capítulo se realiza un experimento en un medio indoor. Específicamente se trata de una habitación de 5x5x3m, donde en el centro del techo hay un LED blanco y a una distancia de 1.48m con línea de vista (LOS) se encuentra un receptor no coherente, que consiste en un fotodetector concatenado con un decodificador de dos brazos (par de filtros DTF). Con la herramienta MATLAB, se realizan varias simulaciones y se obtienen resultados como distribución de potencia, SNR, ganancia del canal, respuesta al impulso, función de transferencia, rechazo de interferencia, entre otros.

Capítulo 7. Este capítulo presenta las conclusiones del trabajo de tesis y algunas sugerencias de trabajo a futuro.

Referencias

[1] MULTI-BAND CARRIER-LESS AMPLITUDE AND PHASE MODULATION FOR BANDLIMITED VISIBLE LIGHT COMMUNICATIONS SYSTEMS, IEEE Wireless Communications, April 2015 by PAUL ANTHONY HAIGH, SON THAI LE, STANISLAV ZVANOVEC, ZABIH GHASSEMLOOY, PENGFEI LUO, TONGYANG XU, PETR CHVOJKA, THAVAMARAN KANESAN, ELIAS GIACOUMIDIS, PEP CANYELLES-PERICAS, HOA LE MINH, WASIU POPOOLA, SUJAN RAJBHANDARI, IOANNIS PAPAKONSTANTINOU, AND IZZAT DARWAZEH

Capítulo 2: "Particularidades de los sistemas de comunicación de luz visible"

2.1- Introducción

Las comunicaciones inalámbricas, juegan un papel preponderante en el desarrollo del acceso a Internet. Actualmente, infinidad de dispositivos móviles y fijos cuentan con una conexión a esta red, ya que servicios como las redes sociales, comercio electrónico, geolocalización, almacenamiento de información en la nube, son servicios de uso diario para las personas.

El Internet es el principal motor del proceso de globalización. Al usarlo con la tecnología WiFi, que es un sistema de comunicación inalámbrica basada en frecuencias de radiocomunicación que ha ocasionado que su utilización se ha expandido alrededor del mundo como una solución a la demanda de la red informática por proveer mayor facilidad de acceso. El uso WiFi, y la amplia cobertura que ha alcanzado permitió acuñar el concepto de Internet de las cosas. Sin embargo, ese acceso masivo a personas y dispositivos, ahora enfrenta el problema principal de la saturación del espectro radioeléctrico disponible y por ende de las redes inalámbricas.

Algunas investigaciones han desarrollado una tecnología que ofrece una solución a la saturación de redes y que se denomina Li-Fi (acrónimo Light Fidelity), que surge de la denominada VLC (acrónimo para Visible Light Communication).

2.2- Estado del Arte de los Sistemas de Comunicación de Luz Visible (VLC).

La comunicación con luz visible (VLC) es una técnica antigua que utiliza la luz visible para transmitir mensajes de un lugar a otro. En la antigua China, la comunicación mediante llamas era una forma eficaz de transmitir señales desde las estaciones de vigilancia fronterizas hasta las oficinas de mando distantes de la Gran

Muralla. Del mismo modo, los faros se distribuyeron a lo largo de la costa o en las islas para navegar los barcos de carga en los océanos. Hoy en día, las fuentes de luz visible también se montan en los rascacielos modernos no solo para indicar su presencia en ubicaciones particulares, sino también para proporcionar señales de referencia a los pilotos que vuelan un avión.

Junto con la evolución de la ciencia y la tecnología de las telecomunicaciones, el uso de luz visible en lugar de otra onda electromagnética para transmitir información comenzó a atraer la atención de los científicos, que se remonta al famoso experimento del fonógrafo de Alexander Graham Bell en 1880 [1]. En su experimento, la señal de voz se moduló sobre la luz del sol y la información se transmitió a una distancia de unos 200 m. Los esfuerzos para explorar las luces naturales y las luces artificiales para la comunicación continuaron durante décadas. En 1979, F. R. Gfeller y G. Bapst demostraron la viabilidad técnica de la comunicación inalámbrica óptica en interiores utilizando diodos emisores de luz infrarroja (LED) [2]. Construido sobre lámparas fluorescentes, VLC a velocidades de datos bajas se investigó en *"Fiat lux: A fluorescent lamp digital transceiver,"* [3]. A medida que avanzaba la industria de la iluminación LED, la característica de conmutación rápida de los LED de luz visible impulsó investigaciones activas sobre VLC de alta velocidad. Un concepto fue propuesto por primera vez por Pang et al. en 1999 [4], utilizando el LED del semáforo como transmisor de señales ópticas. Posteriormente, S. Haruyama y M. Nakagawa en la Universidad de Keio en Japón llevaron a cabo una serie de estudios fundamentales. Investigaron la posibilidad de proporcionar iluminación y comunicación simultáneas utilizando LED blancos para sistemas VLC [5, 6]. Mientras tanto, no solo discutieron y analizaron los efectos de la reflexión de la luz y las sombras en el rendimiento del sistema, sino que también exploraron las aplicaciones de VLC a tasas relativamente bajas [7, 8]. El uso de semáforos LED para transmitir información sobre el tráfico se experimentó con un fotodiodo de avalancha (APD) y un receptor de sensor de imagen bidimensional, respectivamente [9, 10]. VLC y comunicación por línea eléctrica (PLC, Power Line Communication) se integraron coherentemente para proporcionar una capacidad de red [11], donde se evaluó el rendimiento de un formato avanzado de modulación de

multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) [12]. Las aplicaciones se ampliaron al control de brillo [13] y al posicionamiento de alta precisión [14], además de las comunicaciones.

A medida que la banda ancha móvil crece rápidamente, la demanda de servicios de datos de alta velocidad también aumenta drásticamente. VLC de mayor velocidad ha atraído la atención de la investigación mundial, en particular, de los investigadores europeos al principio, al explorar al máximo las capacidades del LED y aumentar la eficiencia espectral. Utilizando un ecualizador analógico simple de primer orden, se logró una velocidad de datos de 100 Mbps con modulación sin retorno a cero (OOKNRZ) de activación-desactivación en 2009 [15]. Mientras tanto, 125 Mbps sobre 5m usando OOK y 200 Mbps sobre 0,7m usando OFDM fueron reportados por Vucic et al. [16, 17], donde se utilizaron fotodiodos (PD) en esos sistemas VLC para detectar señales ópticas. Al adoptar una matriz de LED blancos de 2×1 y un receptor de imágenes que consta de una matriz de fotodetectores de 3×3 , un sistema OFDM de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO-OFDM) podría ofrecer una velocidad de transmisión total de 220 Mbps en un rango de 1 m [18]. La velocidad de datos se puede aumentar aún más si se utiliza fotodiodos de avalancha (APDs) [19]. En 2010, la tasa de datos del sistema basado en OOK alcanzó los 230 Mbps [19] y la tasa de datos del sistema basado en OFDM se acercó a 513 Mbps con carga de bits y de potencia [20]. En 2012, la velocidad de datos más alta de un solo sistema VLC basado en LED alcanzó 1 Gbps con OFDM [21]. Además, se introdujo modulación de fase y amplitud sin portadora (CAP) en los sistemas VLC y se logró una velocidad de datos de 1,1 Gbps [22]. Utilizando una estructura MIMO, se presentó un sistema VLC 4×9 que alcanza 1.1 Gbps, donde los flujos paralelos fueron transmitidos por 4 LED individuales y detectados por una matriz de receptores 3×3 [23].

En los estudios anteriores, se adoptó un LED convertido en fósforo (pc-LED) como transmisor de señal óptica. Sin embargo, el ancho de banda de un LED de PC está limitado por la lenta respuesta del componente fosforescente. En 2014, se propuso un circuito posterior a la ecualización que constaba de dos ecualizadores pasivos y un ecualizador activo para ampliar el ancho de banda de decenas de MHz a

alrededor de 150 MHz [24]. Si se emplean otros tipos de LED que tienen un mayor ancho de banda, tiene el potencial de aumentar significativamente el rendimiento. Por ejemplo, el uso de micro LED como transmisores en sistemas VLC podría atribuirse en primer lugar a McKendry et al. con una velocidad de datos de 1 Gbps a un precio de baja eficiencia luminosa [25]. Los LED multicolores, que irradian luces particularmente rojas, verdes y azules, pueden proporcionar una transmisión de alta velocidad mediante multiplexación por división de longitud de onda (WDM). Los datos se transmitieron simultáneamente en paralelo mediante diferentes colores, como luces rojas, verdes y azules. En principio, la velocidad de datos podría triplicarse en ausencia de diafonía de color. Se realizó un sistema VLC basado en OFDM que utiliza un LED multicolor que admite una velocidad de datos de 803 Mbps sobre 0.12 m [26]. Usando LED multicolor como transmisor y APD como receptor, la velocidad de datos de los sistemas VLC basados en OFDM se incrementó de 780 Mbps en 2.5 m a 3.4 Gbps en 0.3 m, donde WDM y técnicas de carga de bits y potencia se aplicaron conjuntamente [27-29]. En otro estudio [30], los anchos de banda de chips LED multicolores se ampliaron a 125 MHz y se modularon con 512 modulación de amplitud en cuadratura (QAM) y 256WDM, respectivamente, y el sistema VLC basado en ecualización de dominio de frecuencia finalmente alcanzó una velocidad de datos de 3,25 Gbps. La velocidad de datos de los sistemas VLC basados en CAP que utilizan LED multicolores se incrementó hasta 3,22 Gbps, beneficiándose también de la tecnología WDM [31].

Es bien sabido que los LED de iluminación normalmente sirven como transmisores para la transmisión de información de enlace descendente a dispositivos móviles. En 2013, se demostró un sistema VLC bidireccional asíncrono en [32], donde se realizó una transmisión de enlace descendente de 575 Mbps mediante LED rojos y verdes, y una transmisión de enlace ascendente de 225 Mbps mediante un solo LED azul. Desde la perspectiva de la red, se propuso un esquema de reutilización del espectro basado en diferentes colores para diferentes celdas en una femtocelda (celda de área PAN) óptica interior, donde múltiples usuarios pueden compartir el espectro y acceder a la red simultáneamente [33]. En sistemas VLC, una femtocelda se define como una lámpara o fuente de luz independiente.

En los sistemas VLC basados en LED multicolores, las señales de tres fuentes de luz de color se transmitieron de forma independiente en la mayoría de los experimentos, dejando espacio para aumentar la capacidad. En 2015, Manousiadis et al. utilizó un convertidor de color a base de polímero para generar luces rojas, verdes y azules emitidas por micro LED azules [34]. Se modularon y mezclaron luces de tres colores para la iluminación con luz blanca. La tasa de datos agregada de tres colores fue de 2,3 Gbps. También se investigaron técnicas para explorar las capacidades espaciales y temporales de los dispositivos. En [35] se analizó un sistema MIMO VLC que emplea diferentes detectores de campo de visión (FOV) para mejorar la relación señal / ruido (SNR). Se propuso un esquema de diversidad óptica, en el que los datos originales y sus versiones retrasadas se transmitían simultáneamente a través de frecuencias ortogonales [36]. La velocidad de datos se puede mejorar significativamente empleando diferentes grados de libertad. Combinando con WDM, CAP de alto orden y técnicas de ecualización posterior, Chi et al. demostró que un sistema VLC basado en LED multicolor podría proporcionar una velocidad de datos de 8 Gbps [37]. Se propuso un nuevo esquema OFDM óptico recortado asimétricamente en capas para compensar la complejidad y el rendimiento de un sistema VLC de detección directa (IM / DD) de intensidad modulada [38]. Bajo restricciones de iluminación, se propusieron técnicas de optimización del sistema y modulación informativa DC (Drive Current) [39-41]. Algunos problemas de diseño del receptor se abordaron particularmente en entornos de iluminación débil o de poco flujo luminoso incidente sobre el receptor y se informaron varios sistemas VLC bidireccionales en tiempo real con baja complejidad [42, 43].

2.3- Sistemas emergentes de comunicación de luz visible.

Uno de los problemas más graves a los cuales se enfrenta actualmente la tecnología WiFi es la progresiva saturación del espectro radioeléctrico, debido a la masificación de usuarios. Esto afecta especialmente en las conexiones de largas distancias (mayor de 100 metros). En realidad, WiFi está diseñado para conectar

ordenadores a la red a distancias reducidas, cualquier uso de mayor alcance está expuesto a un excesivo riesgo de interferencias.

Es común encontrar problemas de interferencia con la señal WiFi por presentarse un exponencial incremento de dispositivos con capacidades inalámbricas y un aumento de la demanda de capacidad de transmisión, cada vez es complicado encontrar canales de radios libres de saturación para nuestras redes inalámbricas, por tal razón se está planteando una solución a través de comunicaciones inalámbricas con lámparas basadas en LED para transmitir datos.

Como toda tecnología de radio, la familia IEEE 802.11 utiliza el espectro radioeléctrico, recurso escaso cuyo uso y asignación son globalmente regulados por organismos de ámbito internacional y nacional, como la ITU-R (International Telecommunication Union - Radio). Normalmente se requiere de licencia para ocupar una franja del espectro.

Los estándares 802.11 utilizan las bandas de 2.4GHz y 5GHz. Como no sería práctico pedir licencia para cada WLAN, el IEEE propuso una banda no regulada disponible en todo el mundo y consideró que la banda de 2,4 GHz (banda ISM, Industrial-Científica-Médica) era la más adecuada. Esta banda no requiere de licencia y los servicios de radiocomunicaciones que funcionan en ella deben aceptar la interferencia resultante de aplicaciones que también trabajan en esta banda. Asimismo, no podrán causar interferencia alguna con otras emisiones del espectro.

Al estar disponible sin licencia para todo el que desee emitir en ella, es preciso adoptar algunas precauciones que eviten una excesiva interferencia entre emisiones. Por este motivo se establece que cualquier emisión debe ser con una potencia igual o inferior a 1mW y en espectro disperso o SS (Spread Spectrum) [44].

La ITU-R divide el mundo en tres regiones. Cada una tiene una regulación diferente de las frecuencias. Incluso dentro de las regiones, algunos países tienen normativas propias más restrictivas. En la tabla 2.1 se recogen los intervalos que se especifican en el documento del estándar. España y Japón tienen intervalos mucho más reducidos que el resto de países.

Tabla 2.1 Banda 2.4GHz según la región ITU-R [44].

Región ITU-R	Rango	Potencia máxima
Europa	2,4000 – 2,4835GHz	100mW
España	2,4450 – 2,4750GHz	100mW
EEUU y Canadá	2,4000 – 2,4835GHz	1W
Japón	2,4710 – 2,4970GHz	10mW/MHz

En cuanto a la banda de 5GHz ha sido recientemente habilitada para el estándar IEEE 802.11a, conocido como WIFI 5. La banda de 5 GHz permite canales de mayor ancho de banda y, además, no existen otras tecnologías que la estén utilizando (Bluetooth, microondas, etc.), por lo que hay muy pocas interferencias.

Sin embargo, la utilización de esta banda también tiene sus desventajas, ya que restringe el uso de los equipos 802.11a que se encuentran dentro de un área de acceso muy limitada, por lo que hace necesario la instalación de un mayor número de puntos de acceso. Adicionalmente los equipos que trabajan a 5GHz no pueden penetrar tan lejos como los estándares que trabajan a 2.4Ghz dado que sus ondas son más fácilmente absorbidas: a mayor frecuencia, menor longitud de onda y mayor facilidad para ser absorbida por un obstáculo.

Las ventajas de VLC no son pocas, pero podemos resumirlas en tres: velocidad, interferencias y seguridad. Tampoco está exenta de desventajas.

La velocidad que los sistemas VLC pueden alcanzar es alta. Tras su salida de los laboratorios en el año 2012 (donde se consiguió una velocidad de 224 Gbps), VLC consiguió una velocidad de 1 Gbps [21]. Ahora tenemos fibras de 600 Mbps y de hasta 1 Gbps, pero por aquellos entonces se hablaba de 100 veces la velocidad media del WiFi.

Posteriormente en el año 2013 se alcanzó una velocidad de datos en tiempo real de 1,145 Gbps a 2,5 m para ofrecer servicios multimedia, y la velocidad de datos fuera de línea más alta de 50 Gbps se logró a una distancia más corta.

Una de las ventajas de los sistemas VLC es que las interferencias pasan a un segundo plano hasta el punto de ser casi superfluas. VLC puede usar todo el espectro de luz visible. Los sistemas 802.11 usan las bandas de los 2.4 GHz y de los 5 GHz, por lo que todas las conexiones se amontonan en un ancho de banda reducido (por eso se puede notar problemas de conexión al usar la banda de los 2.4 GHz en un bloque de edificios, por ejemplo).

Al usar el espectro de luz visible, los sistemas VLC pueden emitir en muchísimas longitudes de onda, lo que evita que diferentes luces se superpongan entre ellas. En tanto que el receptor esté preparado para detectar cierta longitud de onda en particular, no habrá problemas con otras luces. Esto puede ser útil para ofrecer conexión de red en oficinas y ciudades. En cambio, que en el estándar 802.11 se utilizan diferentes técnicas de multicanalización como, por ejemplo: la multicanalización por división de frecuencias ortogonales (OFDM) en el 802.11a y 802.11g, la multicanalización de acceso múltiple por detección de portadora y prevención de colisiones (CSMA/CA) en el 802.11b y la técnica de multicanalización por división espacial MIMO en el 802.11n, gracias a la incorporación de varias antenas.

En cuanto a la seguridad, uno de los puntos débiles de los sistemas VLC es que la luz no traspasa las paredes, y este, a su vez, es una gran ventaja. Con la tecnología WiFi, alguien con malas intenciones puede interceptar la red y vulnerarla, pero con los sistemas VLC el atacante tiene que tener acceso a la luz, tiene que estar iluminado por la misma luz que aquellos a los que quiera vulnerar [45].

Cuando hablamos de desventajas de los sistemas VLC, son principalmente dos: hay que estar iluminado y se necesitarían muchas bombillas para cubrir una zona como una oficina o una casa. Si no hay luz, no hay conexión.

A diferencia de otras tecnologías de comunicación inalámbrica, la portadora de ondas de luz es perceptible para el ojo humano en VLC. Esto impone que el proceso de modulación no debe causar ningún parpadeo perceptible que pueda afectar la salud humana. Otra característica única de VLC es el requisito de admitir comunicaciones mientras se atenúa la fuente de luz. Estos dos aspectos se tienen

en cuenta en la norma, que impone límites estrictos para el parpadeo y la atenuación de alta resolución.

La luminaria se enciende y se apaga a tales velocidades que lo puede percibir el fotorreceptor. Pero el fotorreceptor, tiene que tener acceso directo a la luz. Basta con tapar el fotorreceptor con cualquier objeto para dejarlo a oscuras y, por tanto, cortar la conexión.

Pero tenemos que tener en cuenta que también nos conectamos desde los móviles. La conexión LiFi en móviles presenta un problema importante, y es que los bolsillos de los pantalones son opacos. Si metes el móvil en el bolsillo, la mochila, el bolso o cualquier recipiente que no sea transparente puedes seguir teniendo WiFi, pero si usas un sistema LiFi, el fotorreceptor del móvil no verá la luz y, por lo tanto, no tendría conexión [46].

Por otro lado, cuando contratamos WiFi en casa queremos que llegue a todas las habitaciones, y eso es posible gracias a que la señal traspasa paredes (si bien implica una reducción de potencia y velocidad). La luz no lo hace. Eso se traduce en que conseguir conexión LiFi en una casa u oficina supondría poner varias bombillas con sus respectivos codificadores por todas las estancias y mantenerlas encendidas.

Otra de las desventajas de los sistemas VLC es que el alcance del haz de luz de los leds no es muy amplio, pues sólo alcanza 5 ó 10 metros. En cambio, la WiFi alcanza una distancia entre los 20m a 50m aproximadamente.

2.4- Descripción del estándar VLC IEEE 802.15.7

El estándar IEEE 802.15.7 [47] para comunicaciones ópticas inalámbricas de corto alcance utilizando luz visible estuvo disponible a finales de 2011. El estándar establece que la transferencia de datos se logra mediante el uso de la modulación de intensidad de dispositivos ópticos, como LED, en frecuencias imperceptibles para los ojos humanos.

El estándar cubre la capa física (PHY) y el control de acceso al medio (MAC). Actualmente, el MAC admite tres topologías de acceso: peer-to-peer, star y broadcast, como se ilustra en la Figura 2.1. La topología en estrella implica la existencia de un nodo central, denominado coordinador, que se dedica al control de la comunicación. En este caso, se creará una red independiente, con un identificador único de red de área personal VLC (VPAN). Los dispositivos que no se unieron a la red no pueden comunicarse con los que están dentro de la red incluso si el área de cobertura lo permite. Sin embargo, el coordinador permitirá que otros usuarios se unan a la red. En la topología peer-to-peer, cada dispositivo podrá comunicarse directamente con todos los dispositivos que se encuentren en su vecindad. Para este caso, uno de los dos nodos involucrados actuará como coordinador, generalmente el nodo que inicia la comunicación. La topología de difusión implica la transmisión de datos, de un nodo a otro o a más nodos, sin formar una red. Este tipo de comunicación es unidireccional y no se requiere dirección de destino. Los dispositivos VLC se identifican mediante una dirección de 64 bits, pero tan pronto como un dispositivo se convierte en coordinador, se utilizará una dirección más corta de 16 bits.

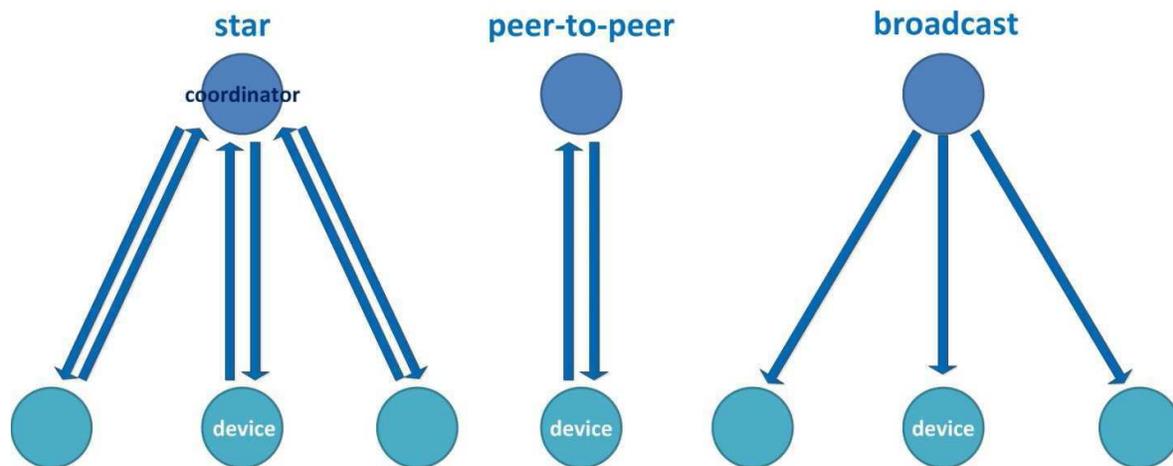


Figura 2.1 Topologías IEEE 802.15.7 [47].

El estándar IEEE 802.15.7 viene con tres tipos de PHY, agrupados por velocidades de datos y por las aplicaciones previstas. PHY I está diseñado para aplicaciones de baja velocidad de datos en exteriores y utiliza codificación de

encendido y apagado (OOK) y modulación de posición de pulso variable (VPPM). Para este modo, el estándar especifica velocidades de datos entre 11,67 y 267 kb / s. PHY II está diseñado para aplicaciones de velocidad de datos moderada en interiores y también utiliza OOK y VPPM. Para este modo, se especifican tasas de datos entre 1,25 y 96 Mb / s. PHY III está diseñado para aplicaciones de manipulación por desplazamiento de color con velocidades de datos entre 1,25 y 96 Mb / s. Los tres tipos de PHY pueden coexistir, pero no pueden interoperar. PHY I ocupa diferentes regiones espectrales en el espectro de modulación de PHY II o PHY III. Como se muestra en la Figura 2.2, esto permite la multiplexación por división de frecuencia (FDM) como técnica de coexistencia.

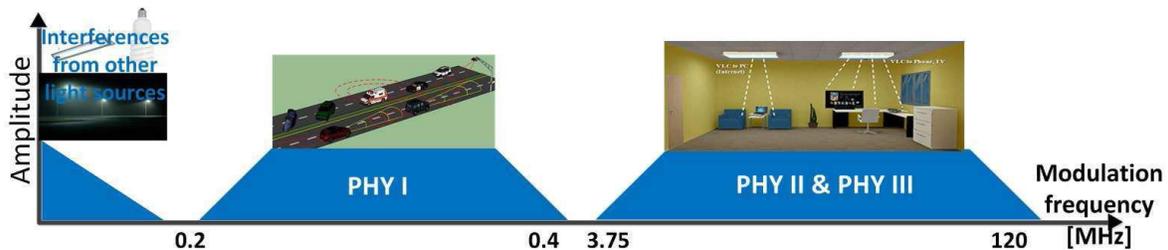


Figura 2.2 Multiplexación por división de frecuencia para los tres tipos de PHY.

El estándar considera los problemas relacionados con la movilidad del enlace, las deficiencias causadas por el ruido y la interferencia de otras fuentes de luz.

En cuanto a la atenuación, el estándar proporciona dos opciones de atenuación diferentes, específicas para la modulación seleccionada. Para OOK, la atenuación se proporciona sin ningún efecto en el rango de comunicación que permanece constante. Esto es posible porque los niveles de intensidad de los estados ON y OFF permanecen constantes. En este caso, la atenuación se logra adaptando la tasa de datos mediante la inserción de tiempos de compensación. El tiempo de compensación significa que la luz se enciende o apaga por completo durante un período de tiempo necesario. El período depende del nivel de atenuación requerido. Sin embargo, la inserción del tiempo de compensación puede provocar una pérdida de sincronización. Por tanto, se utilizan patrones de resincronización cortos

adicionales necesarios para superar este problema. Por otro lado, en VPPM, la atenuación es compatible al tiempo que proporciona una velocidad de datos constante, pero a costa del rango de comunicación. En este caso, la atenuación se logra controlando el ancho del pulso.

Con respecto al parpadeo, el estándar tiene como objetivo evitar cualquier oscilación potencial de la intensidad de la luz causada por la modulación de la fuente de luz. Para este propósito, el estándar considera el uso de codificación de longitud de ejecución limitada (RLL). La codificación RLL evita el parpadeo al evitar largas series de unos o ceros. RLL codifica un número igual de unos y ceros y están balanceados en DC (Direct Current). Con respecto a las aplicaciones al aire libre, el estándar define el uso de la codificación Manchester y 4B6B RLL, respectivamente, para OOK y VPPM. Las aplicaciones de interior PHY II utilizan la codificación 8B10B en lugar de Manchester para OOK.

Con respecto a la corrección de errores hacia adelante (FEC), para el caso de aplicaciones en interiores, la norma especifica el uso de los códigos Reed Solomon (RS). En comparación con las aplicaciones en interiores, las exteriores se ven más afectadas por la pérdida de trayectoria a medida que aumentan los rangos involucrados. Las aplicaciones de VLC para exteriores también se ven afectadas por interferencias más fuertes de la luz del día y, en algunos casos, de la luz artificial. Para compensar estas duras condiciones, el estándar especifica el uso de códigos convolucionales (CC) además del RS. En este caso, el bloque RS y CC están separados por un intercalador que proporciona una mejora del rendimiento de 1 dB. Además de la baja complejidad, los códigos FEC mencionados tienen la ventaja de que funcionan bien en combinación con los códigos RLL, que también tienen capacidades de detección de errores, proporcionando nuevamente una mejora de rendimiento de 1 dB.

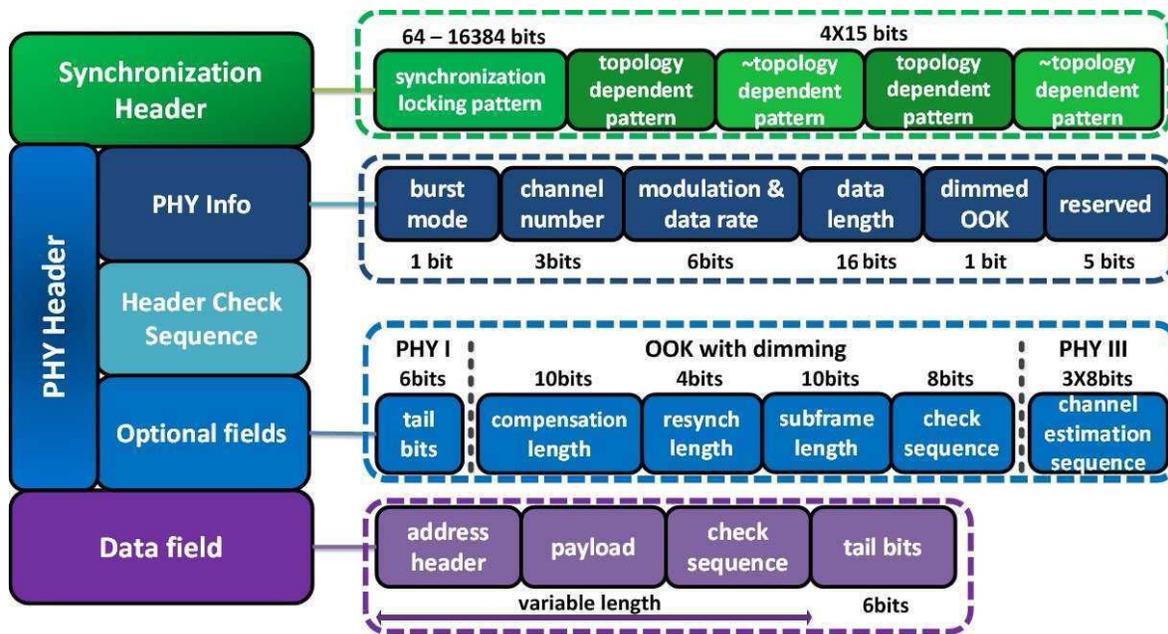


Figura 2.3 Estructura de la trama de datos IEEE 802.15.7.

Como se ilustra en la Figura 2.3, la estructura del marco de datos propuesto es compleja y consta de tres campos principales. El encabezado de sincronización o el campo de preámbulo contiene un campo de patrón de bloqueo con una serie de al menos 64 unos y ceros. El receptor utiliza el patrón de mirada para la sincronización del reloj óptico. La segunda parte del preámbulo contiene una serie de cuatro patrones dependientes de topología que ayudan a establecer la topología PHY seleccionada. El estándar especifica que el preámbulo se transmite utilizando modulación OOK sin codificación de canal. El encabezado PHY proporciona al receptor información sobre el modo de transmisión, el número del canal de comunicación, el PHY seleccionado, la velocidad de transmisión de datos y la longitud del mensaje. El encabezado está protegido mediante una secuencia de verificación de redundancia cíclica de 16 bits. El tercer campo del encabezado PHY contiene varios campos opcionales que se utilizan solo en determinadas situaciones. Para PHY I con OOK, uno de los campos opcionales contendrá una secuencia de seis bits de cola de ceros. Cuando se usa OOK atenuado, el segundo campo opcional contendrá datos adicionales que se usarán para proporcionar información sobre el número y la longitud de los símbolos de compensación y también la longitud de los símbolos de resincronización. Los campos opcionales

utilizados para el soporte de atenuación están protegidos por una secuencia de verificación de 8 bits. El tercer campo opcional se utiliza junto con PHY III y contiene una secuencia de 8 bits utilizada para la estimación del canal. En cuanto a la transmisión del encabezado, el estándar especifica que se transmite usando OOK con codificación Manchester. La transmisión del encabezado se realiza a la velocidad de datos más baja.

El campo de datos tiene una longitud variable y está protegido por una secuencia de verificación de tramas. Para las aplicaciones exteriores, el estándar considera el uso de tramas cortas, mientras que para las aplicaciones interiores de alta velocidad de datos se consideran tramas de datos largas. En referencia a las aplicaciones PHY I, la carga útil puede ser de hasta 1023 bytes. El campo de datos termina con una serie de 6 bits de cero cuando se utilizan las velocidades de datos de 11,67, 24,44 o 48,89 kb / s.

En cuanto a los dispositivos VLC, el estándar menciona tres clases diferentes. Las características específicas de cada clase se presentan en la Tabla 2.2. Se puede observar que la norma considera como posible campo de aplicación el dominio ITS, para la comunicación entre vehículos y también con la infraestructura de tráfico, definiendo varios de los aspectos relacionados con la interconexión y con los requisitos impuestos en esta área. La inclusión de las aplicaciones ITS en el estándar IEEE 802.15.7 es un factor alentador para continuar la investigación en este dominio.

Tabla 2.2 Clasificación de dispositivos según IEEE 802.15.7 [57].

	Infraestructura	Móvil	Vehículo
Coordinador fijo	Sí	No	No
Fuente de alimentación	Amplia	Limitada	Moderada
Factor de forma	Sin restricciones	Con restricciones	Sin restricciones
Fuente de luz	Intensa	Débil	Intensa
Movilidad física	No	Sí	Sí
Rango	Corto/Largo	Corto	Largo
Tasas de transferencia de datos	Altas/Bajas	Altas	Bajas

El estándar IEEE 802.15.7 se desarrolló enfocándose en los aspectos relacionados con las capas PHY y MAC y no tomó en consideración las transmisiones paralelas como una forma de mejorar las prestaciones de los futuros sistemas VLC. Sin embargo, tales aplicaciones comenzaron a considerarse cada vez más. Para aplicaciones en interiores, las transmisiones paralelas se logran usando diferentes colores de luz y filtros ópticos, pero los rangos involucrados se limitaron a 1 o 2 metros [48]. En cuanto a las aplicaciones para vehículos, solo se han desarrollado unos pocos sistemas. Los sistemas MIMO existentes para aplicaciones de automoción utilizan sistemas de cámaras de alta velocidad como receptores para extraer datos mediante el uso de complejas técnicas de procesamiento de imágenes. Para los receptores basados en fotodiodos, el problema de las comunicaciones en paralelo es más complejo debido a las interferencias mutuas. La separación de los canales se puede lograr utilizando filtros de paso de banda centrados en la frecuencia entrante. Sin embargo, las bandas de frecuencia cercanas causarían un disparo falso que conduciría a errores de decodificación. El problema podría reducirse aumentando el espacio entre canales adyacentes. En cuanto al código Manchester, es bien sabido que no utiliza el ancho de banda de manera eficiente. La expansión de cada bit en un período de dos bits aumenta significativamente el requisito de ancho de banda. Por esta razón, la separación de dos canales adyacentes es más difícil de lograr. Por otro lado, se considera que el código Miller consume menos ancho de banda. A partir de esta consideración, se evaluarán las prestaciones del código Miller, incluso si no es un código considerado por el estándar IEEE 802.15.7.

Para las aplicaciones de interior, el estándar estipula el uso de un reloj óptico de 3,75 - 120 MHz para datos. Para las aplicaciones al aire libre, la frecuencia de reloj se reduce a 200 kHz para OOK y a 400 kHz para VPPM. La motivación de esta decisión fue mover la comunicación a una frecuencia en la que otras fuentes de luz no puedan perturbarla y también para evitar el parpadeo. Sin embargo, el efecto de parpadeo se evita incluso para una frecuencia de modulación correspondiente a la velocidad de datos más baja del estándar (11,67 kHz). Con respecto al efecto perturbador de otras fuentes de luz, esto rara vez se experimenta a frecuencias

superiores a 1 kHz. Por lo tanto, el uso de un reloj óptico de 200 kHz para VLC al aire libre no está completamente justificado. Además, esto aumentaría significativamente la complejidad y el costo del equipo sin un beneficio proporcional para el rendimiento del sistema. En estas condiciones, incluso si hay varios artículos que abordan los temas relacionados con los requisitos estándar [49-52], no hay artículos que presenten prototipos de hardware diseñados para aplicaciones al aire libre que lo cumplan. Esto es a pesar del hecho de que faltan más de dos años desde el lanzamiento estándar. Por estos motivos, y para mantener la complejidad y el coste lo más bajo posible, la transmisión de datos se realizará en la frecuencia base, sin utilizar una portadora modulada.

2.5- Conclusiones

El término Visible Light Communication (VLC), utiliza una fuente de focos LED o láser como emisor, el aire como medio de transmisión, y un sensor de luz normalmente un fotodiodo como receptor. Se concluye que la tecnología VLC es un tipo de comunicación inalámbrica que permite la transmisión de datos a través de la iluminación visible, enviándolos a través de luces LED a partir de la variación de intensidad de los pulsos.

La tecnología VLC presenta ventajas que implican un buen funcionamiento, seguridad en la transmisión de los datos, beneficios para el ambiente y principalmente velocidad. Las desventajas implican que está circunscrito a espacios cerrados o a una distancia mínima de la luz LED, además de que se requiere un receptor para dicha tecnología, por lo que no está al alcance de todo el público.

Las comunicaciones inalámbricas más usadas y desarrolladas al día de hoy se encuentran en las denominadas radiofrecuencias, en cambio VLC y LiFi, por las frecuencias en que se encuentran implica una velocidad sin competencia por las diversas comunicaciones inalámbricas.

Referencias.

- [1] A. G. Bell, W. G. Adams, Tyndall, and W. H. Preece, "Discussion on the photophone and the conversion of radiant energy into sound," *J. Soc. Telegraph Eng.*, vol. 9, no. 34, pp. 375–383, 1880.
- [2] F. R. Gfeller and U. Bapst, "Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation," *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474–1486, Nov. 1979.
- [3] D. Jackson, T. Buffaloe, and S. Leeb, "Fiat lux: A fluorescent lamp digital transceiver," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp.625–630, May/Jun. 1998.
- [4] G. Pang, T. Kwan, C. H. Chan, and H. Liu, "LED traffic light as a communications device," in *Proc. IEEE/IEEJ/JSAI International Conference on Intelligent Transportation Systems 1999 (Tokyo, Japan)*, Oct. 5–8, 1999, pp. 788–793.
- [5] Y. Tanaka, S. Haruyama, and M. Nakagawa, "Wireless optical transmissions with white colored led for wireless home links," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2000 (London, United Kindom)*, Sep. 18–21, 2000, vol. 2, pp. 1325–1329.
- [6] Y. Tanaka, T. Komine, S. Haruyama, and M. Nakagawa, "Indoor visible light data transmission system utilizing white LED lights," *IEICE Trans. Commun.*, vol. 86, no.8, pp. 2440–2454, Aug. 2003.
- [7] T. Komine and M. Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 100–107, Feb. 2004.
- [8] T. Komine and M. Nakagawa, "A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white LED lightings," in *Proc. International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS) 2004 (Mauritius)*, Sep.20–22, 2004, pp. 36–40.
- [9] M. Akanegawa, Y. Tanaka, and M. Nakagawa, "Basic study on traffic information system using LED traffic lights," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 2, no. 4, pp. 197–203, Dec. 2001.
- [10] H. B. C. Wook, T. Komine, S. Haruyama, and M. Nakagawa, "Visible light communication with LED-based traffic lights using 2-dimensional image sensor," in

Proc. IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC) 2006 (Las Vegas, USA), Jan. 8–10, 2006, pp. 243–247.

[11] T. Komine and M. Nakagawa, “Integrated system of white LED visible light communication and powerline communication,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 71–79, Feb. 2003.

[12] T. Komine, S. Haruyama, and M. Nakagawa, “Performance evaluation of narrowband OFDM on integrated system of power line communication and visible light wireless communication,” in *Proc. International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC) 2006* (Phuket, Thailand), Jan. 16–18, 2006, pp. 1–6.

[13] H. Sugiyama, S. Haruyama, and M. Nakagawa, “Brightness control methods for illumination and visible-light communication systems,” in *Proc. International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC) 2007* (Guadeloupe, France), Mar. 4–9, 2007, pp. 78–83.

[14] M. Yoshino, S. Haruyama, and M. Nakagawa, “High-accuracy positioning system using visible LED lights and image sensor,” in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium 2008* (Orlando, FL), Jan. 22–24, 2008, pp. 439–442.

[15] H. L. Minh, D. O’Brien, and G. Faulkner, “100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 15, pp. 1063–1065, Aug. 2009.

[16] J. Vucic, C. Kottke, and S. Nerreter, “125 Mbit/s over 5m wireless distance by use of OOK-modulated phosphorescent white LEDs,” in *Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC) 2009* (Vienna, Austria), Sep. 20–24, 2009, pp. 1–2.

[17] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, and A. Buttner, “White light wireless transmission at 200Mb/s net data rate by use of discrete-multitone modulation,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 20, pp. 1511–1513, Oct. 2009.

[18] A. H. Azhar, T. Tuan-Anh, and D. O’Brien, “Demonstration of high-speed data transmission using mimo-ofdm visible light communications,” in *Proc. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops 2010* (Miami, FL), Dec. 5–10, 2010, pp. 1052–1056.

- [19] J. Vucic, C. Kottke, and S. Nerreter, "230 Mbit/s via a wireless visible light link based on OOK modulation of phosphorescent white LEDs," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC) 2010 (San Diego, CA), Mar. 21–25, 2010, pp. 1–3.
- [20] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, K. Langer, and J. W. Walewski, "513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 24, pp.3512–3518, Dec. 2010.
- [21] A. M. Khalid, G. Cossu, R. Corsini, P. Choudhury, and E. Ciaramella, "1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation," *IEEE Photon. J.*, vol. 4, no. 5, pp. 1465–1473, Oct. 2012.
- [22] F. M. Wu, C. T. Lin, and C. C. Wei, "1.1-Gb/s white-LED-based visible light communication employing carrier-less amplitude and phase modulation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 24, no. 19, pp.1730–1732, Oct. 2012.
- [23] A. Azhar, T. Tran, and D. O'Brien, "A gigabit/s indoor wireless transmission using MIMO-OFDM visible-light communications," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 25, no. 2, pp. 171–174, Jan. 2013.
- [24] H. Li, X. Chen, B. Huang, D. Tang, and H. Chen, "High bandwidth visible light communications based on a post-equalization circuit," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 119–122, Jan. 2014.
- [25] J. McKendry, R. Green, and A. Kelly, "High speed visible light communications using individual pixels in a micro light emitting diode array," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 18, pp.1346–1348, Sep. 2010.
- [26] J. Vucic, C. Kottke, K. Habel, and K. D. Langer, "803 Mbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminary," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC) 2011 (Los Angeles, CA), Mar. 6–10, 2011, pp. 1–3.
- [27] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, "Long distance indoor high speed visible light communication system based on RGB LEDs," in Proc. Asia Communications and Photonics Conference (ACP) 2012 (Guangzhou, China), Nov. 7–10, 2012, pp.1–3.

- [28] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, "2.1 Gbit/s visible optical wireless transmission," in Proc. European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2012 (Amsterdam, Netherlands), Sep. 16–20, 2012, pp. 1–4.
- [29] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, "3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED," *Opt. Exp.*, vol. 20, no. 26, pp. B501–B506, Dec. 2012.
- [30] Y. Wang, R. Li, Y. Wang, and Z. Zhang, "3.25-Gbps visible light communication system based on single carrier frequency domain equalization utilizing an RGB LED," in Proc. Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC) 2014 (San Francisco, CA), Mar. 9–13, 2014, pp. 1–3.
- [31] F. M. Wu, C. T. Lin, and C. C. Wei, "3.22-Gb/s WDM visible light communication of a single RGB LED employing carrier-less amplitude and phase modulation," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC) 2013 (Anaheim, CA), Mar. 17–21, 2013, pp. 1–3.
- [32] Y. Wang, Y. Wang, N. Chi, J. Yu, and H. Shang, "Demonstration of 575-Mb/s downlink and 225-Mb/s uplink bi-directional SCM-WDM visible light communication using RGB LED and phosphor-based LED," *Opt. Exp.*, vol. 21, no. 1, pp. 1203–1208, Jan. 2013.
- [33] K. Cui, J. Quan, and Z. Xu, "Performance of indoor optical femtocell by visible light communication," *Opt. Commun.*, vol. 298–299, pp. 59–66, Jul. 2013.
- [34] P. Manousiadis, H. Chun, and S. Rajbhandari, "Demonstration of 2.3 Gb/s RGB white-light VLC using polymer based colour-converters and GaN micro-LEDs," in Proc. IEEE Summer Topicals Meeting Series (SUM) 2015 (Nassau, Bahamas), Jul.13–15, 2015, pp. 222–223.
- [35] A. Sewaiwar, P. P. Han, and Y. H. Chung, "3-Gbit/s Indoor visible light communications using optical diversity schemes," *IEEE Photon. J.*, vol. 7, no. 6, p. 7904609, Dec. 2015.

- [36] C. He, T. Q. Wang, and J. Armstrong, "Performance of optical receivers using photodetectors with different fields of view in a MIMO ACO-OFDM system," *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 23, pp. 4957–4967, Dec. 2015.
- [37] Y. Wang, L. Tao, X. Huang, J. Shi, and N. Chi, "8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order CAP modulation and hybrid post equalizer," *IEEE Photon. J.*, vol. 7, no. 6, p. 7904507, Dec. 2015.
- [38] Q. Wang, C. Qian, X. Guo, Z. Wang, D. Cunningham, and I. White, "Layered ACO-OFDM for intensity-modulated direct-detection optical wireless transmission," *Opt. Exp.*, vol. 23, no. 9, pp. 12382–12393, May 2015.
- [39] C. Gong, S. Li, Q. Gao, and Z. Xu, "Power and rate optimization for visible light communication system with lighting constraints," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 16, pp. 4245–4256, Aug. 2015.
- [40] Q. Gao, R. Wang, Z. Xu, and Y. Hua, "DC-informative joint color-frequency modulation for visible light communications," *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 11, pp. 2181–2188, Jun. 2015.
- [41] Q. Gao, C. Gong, S. Li, and Z. Xu, "DC-informative visible light communications under lighting constraints," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 22, no. 2, pp. 54–60, Apr. 2015.
- [42] X. Liu, C. Gong, S. Li, and Z. Xu, "Signal characterization and receiver design for visible light communication under weak illuminance," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 1349–1352, Jul. 2016.
- [43] H. Chen, C. Wu, H. Li, X. Chen, Z. Gao, S. Cui, and Q. Wang, "Advances and prospects in visible light communications," *J. Semicond.*, vol. 37, no. 1, p. 011001, Jan. 2016.
- [44] *Redes de Área Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College.*
- [45] Cid, Mikel (6 de marzo de 2015). «LiFi, probamos la tecnología que quiere desbancar al WiFi usando la luz para transmitir datos». www.xataka.com. Consultado el 25 de marzo de 2016.
- [46] Tsonev, D.; Sinanovic, S.; Haas, Harald (15 de septiembre de 2013). «Complete Modeling of Nonlinear Distortion in OFDM-Based Optical Wireless Communication».

IEEE Journal of Lightwave Technology 31 (18): 3064-3076.
doi:10.1109/JLT.2013.2278675.

[47] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light," IEEE Std 802.15.7-2011, vol., no., pp.1,309, Sept. 6 2011, doi: 10.1109/IEEESTD.2011.6016195.

[48] Liu, C.; Sadeghi, B.; Knightly, E. W., "Enabling vehicular visible light communication (V2LC) networks," Proceedings of the Eighth ACM international workshop on Vehicular inter-networking (VANET '11), ACM, New York, NY, USA, 41-50, 2011.

[49] Sarbazi, E.; Uysal, M., "PHY layer performance evaluation of the IEEE 802.15.7 visible light communication standard," Optical Wireless Communications (IWOW), 2013 2nd International Workshop on , vol., no., pp.35,39, 21-21 Oct. 2013, doi: 10.1109/IWOW.2013.6777772.

[50] Musa, A; Dani Baba, M.; Mansor, H.M.AH., "Performance analysis of the IEEE 802.15.7 CSMA/CA algorithm based on Discrete Time Markov Chain (DTMC)," Communications (MICC), 2013 IEEE Malaysia International Conference on, vol., no., pp.385,389, 26-28 Nov. 2013, doi: 10.1109/MICC.2013.6805859.

[51] Roberts, R.D.; Rajagopal, S.; Sang-Kyu Lim, "IEEE 802.15.7 physical layer summary," GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2011 IEEE, vol., no., pp.772,776, 5-9 Dec. 2011, doi: 10.1109/GLOCOMW.2011.6162558.

[52] Rajagopal, S.; Roberts, R.D.; Sang-Kyu Lim, "IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support," Communications Magazine, IEEE, vol.50, no.3, pp.72,82, March 2012, doi: 10.1109/MCOM.2012.6163585.

Capítulo 3 "Foto electrónica para sistemas VLC."

3.1- Introducción.

En el capítulo, se describen las características del LED como transmisor no coherente de luz y fotodiodo como primer elemento del receptor. Normalmente, la luz se emite cuando el LED se polariza directamente mientras que el fotodiodo es excitado por un voltaje inverso. Cuando el LED se emplea para iluminación y comunicación simultáneamente, se deben considerar las limitaciones de no linealidad e irradiancia. Además, se muestran el coeficiente de absorción, la eficiencia cuántica y la capacidad de respuesta del fotodiodo.

Los sistemas comunicación de luz visible (VLC) deben de desempeñarse adecuadamente suponiendo una potencia de emisión óptica limitada por el punto de intermodulación de tercer orden LED [1]. Para un LED ideal, si los portadores inyectados llegan instantáneamente a la región de difusión, el tiempo de subida de la emisión espontánea se rige únicamente por la vida útil diferencial de los portadores [2]. Sin embargo, en el manejo del LED en su operación normal, la capacitancia de unión causa un retraso en el tiempo de llegada de los portadores inyectados en la región de recombinación [3]. Por lo tanto, el ancho de banda de modulación y el tiempo de subida de la emisión espontánea en un LED estarán limitados por la vida útil diferencial del material (τ_s) o por la constante de tiempo (τ_c) debido a la capacitancia de unión del LED [4]. De hecho, los LED son dispositivos no lineales cuya resistencia parásita y capacitancia de carga espacial dependen en gran medida de la corriente de polarización de DC. Estos confieren características electro-ópticas no lineales y características de modulación no lineal de LED que dependen de la polarización directa [5].

En este capítulo, se analiza teóricamente el efecto de polarización de DC del LED blanco en las características de modulación no lineal, incluido el ancho de banda de modulación no lineal y las propiedades electro-ópticas no lineales.

3.2- La unión PN como emisor de luz.

Los elementos naturales, como el silicio (Si) o el germanio (Ge), tienen la característica especial de formar semiconductores. Estos se conocen como los semiconductores del grupo IV. Existen otras aleaciones semiconductoras formadas por materiales compuestos, como arseniuro de galio (GaAs), nitruro de galio (GaN) o fosfuro de indio (InP) que se conocen como semiconductores compuestos o semiconductores III-V.

Un material semiconductor hecho sólo de un único tipo de átomo, se denomina semiconductor intrínseco. Los más empleados históricamente son el germanio (Ge) y el silicio (Si); siendo este último el más empleado (por ser mucho más abundante y poder trabajar a temperaturas mayores que el germanio). Es posible agregar elementos de otros grupos, con un déficit o un exceso de electrones de valencia, al semiconductor intrínseco. Estos son los semiconductores extrínsecos, que pueden ser de dos tipos: tipo P, que tiene elementos dopantes con un electrón de valencia menor que el semiconductor intrínseco; o tipo N, que tiene elementos dopantes con un electrón de valencia en exceso. Los dopantes de tipo P y N se denominan aceptadores y donantes. Los semiconductores tipo P tienen un déficit de electrones en la banda de valencia; Como tal, pueden atraer electrones libres y dar lugar a corrientes de agujero (un agujero es la ausencia de un electrón en la red cristalina). Los semiconductores tipo N tienen un exceso de electrones, que no están unidos a enlaces covalentes y, por lo tanto, son libres de conducir corrientes.

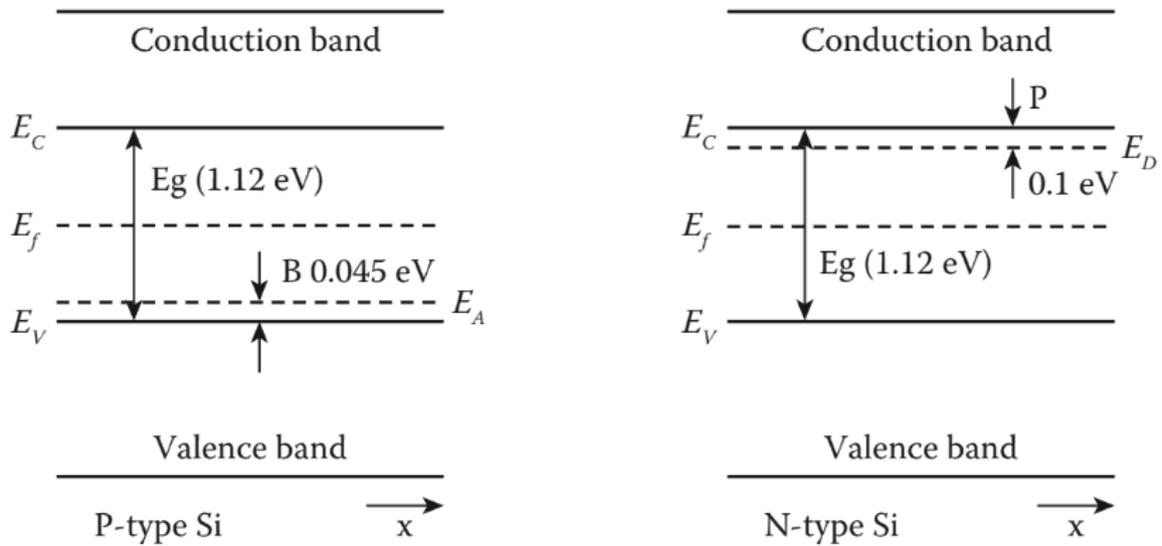
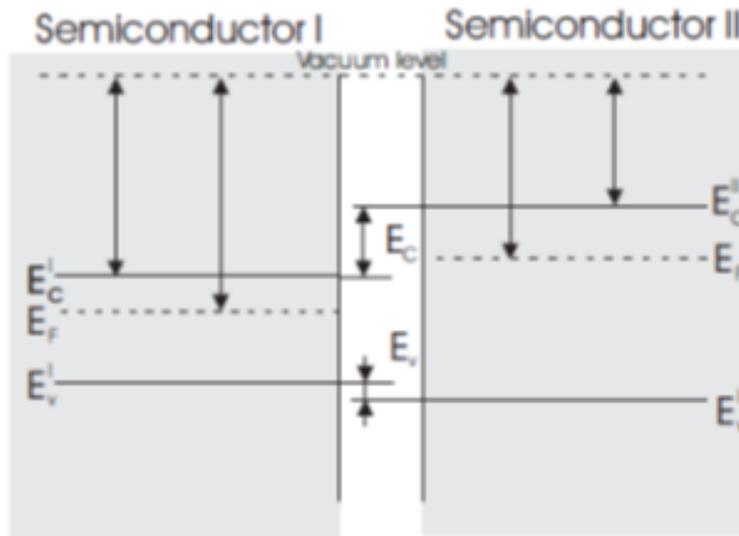


Figura 3.1 Diagramas de bandas de energía de semiconductores de tipo P y tipo N de Si [8].

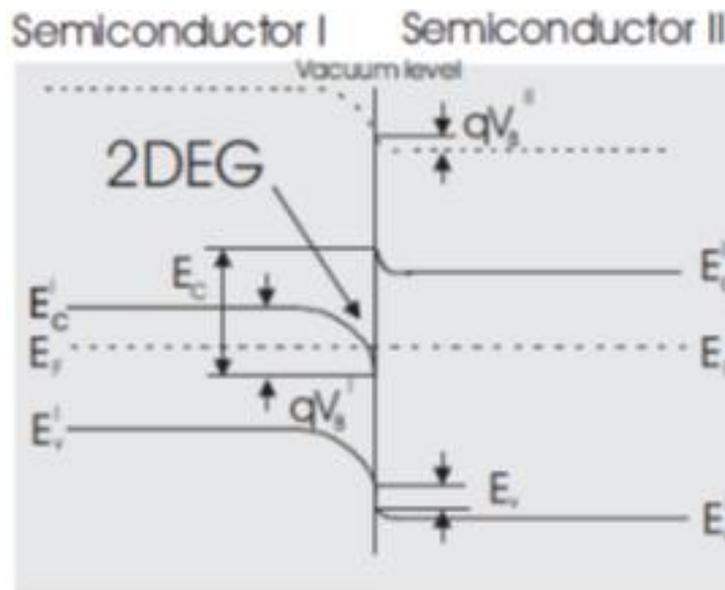
La figura 3.1 representa los diagramas de banda de energía de los semiconductores de tipo P y N de (Si). Es evidente cómo los dopantes donantes y aceptores mejoran la conductividad de la muestra. Para los elementos aceptores de tipo P, como el boro, la energía de la banda de valencia (E_a) se eleva por encima de la energía del semiconductor intrínseco (E_v). Los electrones que adquieren energía más alta que la diferencia entre la banda de conducción y las energías de la banda de valencia pueden saltar a la conducción y liberarse de sus átomos nativos. El mismo razonamiento es válido para los semiconductores de tipo N, con elementos donantes como el fósforo, donde la banda de conducción debido a la presencia de los átomos donantes (E_D) es menor que la energía del semiconductor intrínseco (E_C).

Una heteroestructura o heterounión se forma entre dos semiconductores con diferentes intervalos de banda de energía E_g , permitividades ϵ_s , funciones de trabajo $q\phi_s$ y afinidades electrónicas χ_s . El diagrama de bandas de energía de estos dos semiconductores antes de la formación de una unión se muestra en la figura 3.2(a). Después de poner el semiconductor de banda ancha en contacto con el semiconductor de banda estrecha, se presenta una discontinuidad en la banda de

conducción ΔE_c y la banda de valencia ΔE_v . La discontinuidad en la banda de conducción crea un pozo cuántico triangular, y cerca del límite en el lado inferior, se forma el gas de electrones bidimensionales (2DEG) (figura 3.2(b)).



(a)



(b)

Figura 3.2 Diagrama de bandas de energía para semiconductores con banda prohibida ancha (I) y estrecha (II) [19].

Cuando el semiconductor de banda ancha está altamente dopado, los electrones se separan de los átomos donantes y se recogen como un canal 2DEG en el pozo

cuántico debajo de la heterointerfaz. La separación de electrones de sus átomos donantes reduce drásticamente la dispersión de Coulomb y conduce a una alta movilidad y una alta velocidad de saturación en el canal. A diferencia de los semiconductores III-V convencionales donde se necesita una capa dopada para crear un 2DEG, la situación en GaN / AlGaN es diferente donde se crea un canal por la presencia de los campos de polarización, que pueden producir 2DEG con una concentración de electrones muy alta. incluso sin dopaje.

El diodo de unión PN se forma cuando dos muestras de semiconductores de tipo P y N se ponen en contacto. La conducción del diodo PN depende de la dirección de polarización del campo externo. En el equilibrio térmico, el exceso de agujeros del lado P se une con el exceso de electrones del lado N, en un proceso llamado recombinación. La recombinación ocurre cerca del borde de la unión, dejando el espacio circundante vacío de portadores libres (electrones y agujeros). Esta es la formación de la llamada región de agotamiento. Este proceso da lugar a un potencial incorporado que evita que los agujeros del lado P adquieran suficiente energía para cruzar y recombinarse con electrones en el lado N. En equilibrio térmico, no hay corriente neta a través de la unión. La figura 3.3 representa los diagramas de banda de energía de una unión PN bajo las tres condiciones de polarización posibles: equilibrio térmico, polarización directa y polarización inversa. Bajo equilibrio térmico, el nivel de Fermi (E_f) de la unión en equilibrio está alineado a ambos lados de la unión. La energía requerida para producir esta alineación viene dada por $q\phi_0$, donde ϕ_0 es el potencial incorporado y q la carga del electrón. La separación entre las bandas de valencia y conducción es la energía de la brecha, E_g . Bajo polarización directa, el voltaje externo aplicado reduce el efecto del potencial incorporado, haciendo posible la conducción de corriente debido a portadores minoritarios (electrones del lado N que cruzan al lado P y agujeros que hacen lo contrario). Por el contrario, la polarización inversa agrega más energía al potencial incorporado, contribuyendo así a una gran separación de energía entre las bandas de conducción de los lados P y N.

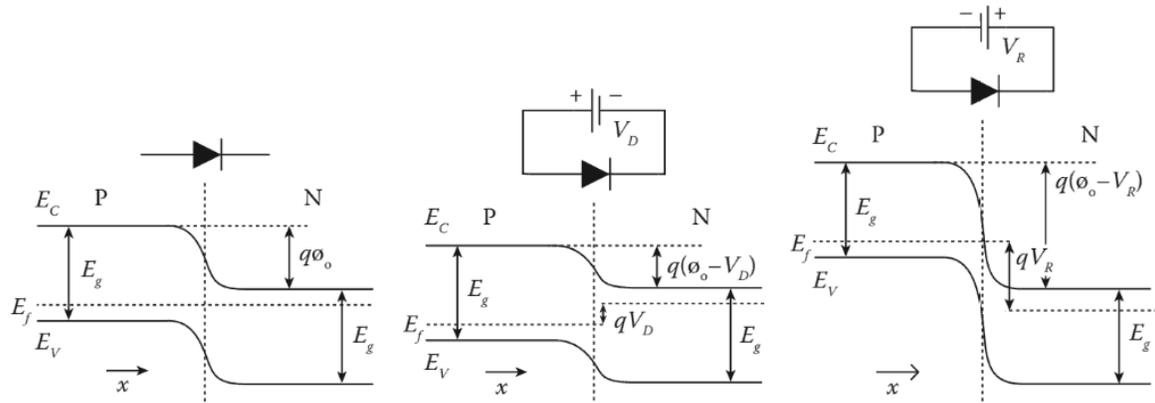


Figura 3.3 Diagramas de bandas de energía de izquierda a derecha: equilibrio térmico, polarización directa, polarización inversa [8].

Como se señaló anteriormente, los electrones pueden adquirir energía debido a otras fuentes, como la agitación térmica o la radiación óptica [6,7]. La generación de pares de electrón-agujero debido a la radiación óptica es un proceso de particular relevancia para los fotodiodos (PD) hechos de materiales semiconductores. Por otro lado, la recombinación de pares de electrón-agujero cerca de la unión es relevante para la producción de luz. Tanto la recombinación como la generación de pares de electrón-agujero abarcan un proceso donde hay cambios de energía-momento. En el proceso, tanto la energía como el impulso se conservan. La recombinación ocurre cuando un electrón que cruza la unión, pierde los cuantos de energía dados por la energía del espacio. Este cambio de energía implica la emisión de un fotón con longitud de onda dada por E_g . Por otro lado, puede suceder que un fotón incidental con suficiente energía produzca un par de agujeros de electrones cerca de la unión. Esto corresponde a un electrón en la banda de valencia que adquiere suficiente energía para pasar a la banda de conducción. La recombinación de generación de pares de electrones depende del tipo de semiconductor en uso [6]. Anteriormente, los semiconductores se clasificaban como simples y compuestos, y dentro de la clase, como tipo P y N de acuerdo con la presencia de una especie dopante de tipo conocido. Hay una clasificación adicional, que describe cómo se comporta la alineación entre las bandas de valencia y conducción. En términos generales, hay dos tipos de semiconductores que entran en esta

clasificación: semiconductores de banda prohibida directa e indirectos. Para comprender mejor las diferencias entre los semiconductores de banda prohibida directa e indirecta, es necesario examinar los diagramas E-k (energía versus número de onda, una representación del momento). La figura 3.4 representa los diagramas E-k de semiconductores de banda prohibida directa e indirecta. Como se puede ver, el perfil de los niveles de energía de conducción y valencia cambia con el vector de onda k. En semiconductores de banda prohibida directa, sucede que la energía de banda de conducción mínima está alineada con la energía de banda de valencia máxima. Por lo tanto, en los semiconductores de banda prohibida directa, el paso de un electrón desde la banda de valencia a la banda de conducción implica principalmente un intercambio de energía, con un pequeño intercambio de impulso. Por otro lado, para los semiconductores indirectos de banda prohibida, el mismo proceso implica no solo el intercambio de energía sino también el intercambio de impulso. En el primer caso, la emisión o absorción de un fotón es suficiente para producir el salto de energía (los fotones tienen mayor energía en comparación con su impulso o movimiento). En el último caso, una tercera partícula debe estar involucrada, el fonón. La emisión o absorción de un fotón con la longitud de onda requerida no es suficiente; el fonón debe estar involucrado para compensar el intercambio de impulso y permitir el proceso. Afortunadamente, los fonones están ampliamente disponibles debido a la agitación térmica de la red de semiconductores. Sin embargo, el proceso de emisión / absorción fotónica en

semiconductores de banda prohibida indirecta es menos eficiente.

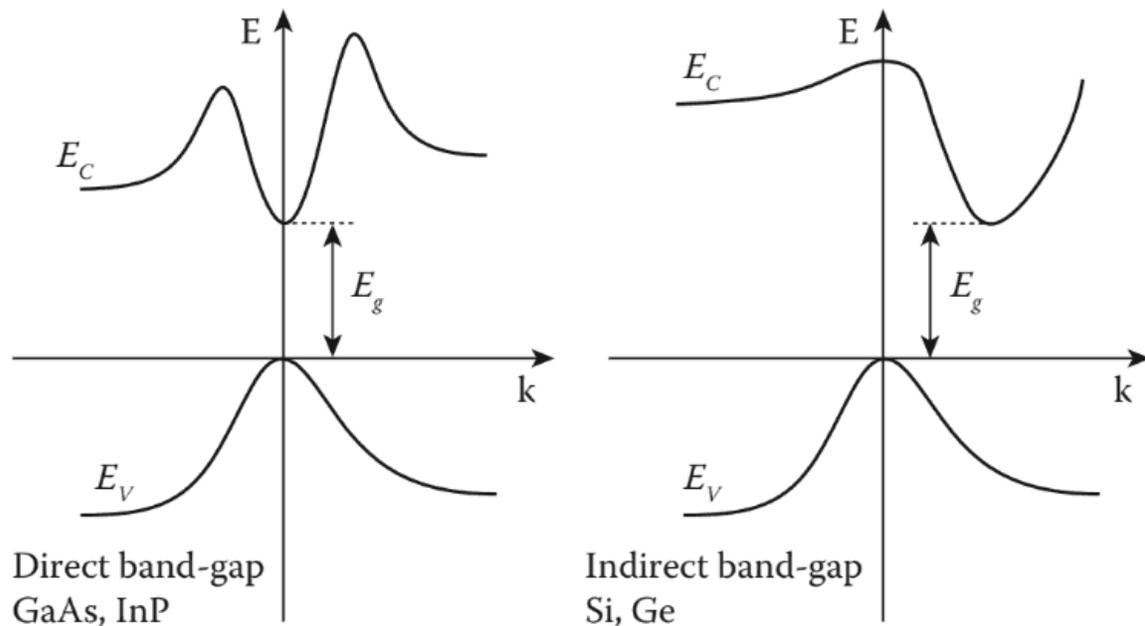
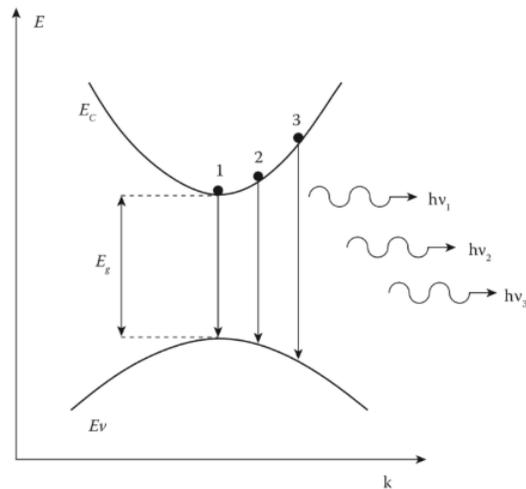


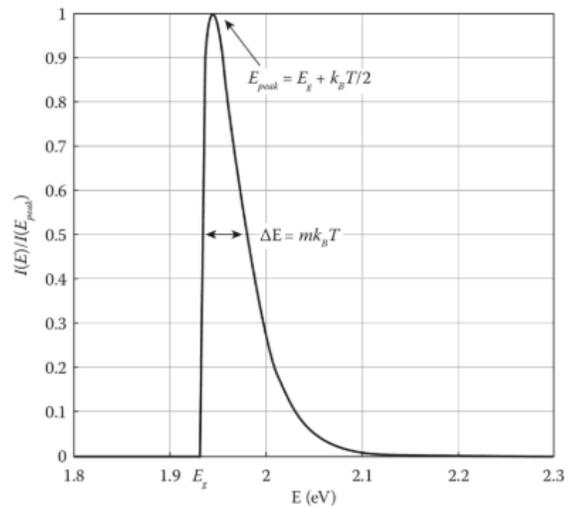
Figura 3.4 Diagramas E-k de semiconductores de banda prohibida directa e indirecta [8].

Los LED son diodos de unión PN capaces de aprovechar el proceso de emisión fotónica descrito anteriormente. Los LED funcionan en la condición de polarización directa, con una fuente externa que proporciona el voltaje necesario para la conducción de corriente. Los electrones que cruzan la unión están sujetos a un proceso llamado recombinación radiactiva. La recombinación ocurre cuando un electrón pierde energía y pasa de la conducción a la banda de valencia. En los LED, este proceso se acompaña de la emisión de un fotón con energía dada por la diferencia entre los niveles de conducción y valencia. Dada la descripción anterior, parece que los LED se comportan como fuentes de luz coherentes, emitiendo radiación en una sola longitud de onda dada por la energía de banda prohibida del material del que están hechos. De hecho, esto no es así, debido a la naturaleza cuántica de los electrones. Los electrones son partículas fermiónicas, unidas para obedecer el principio de exclusión de Pauli, es decir, no puede haber dos electrones que ocupen el mismo nivel de energía. Lo que sucede entonces es que los electrones en la banda de conducción están organizados de tal manera que ocupan

los niveles mínimos de energía disponibles, cerca del mínimo de la banda de conducción. Dado que los niveles de energía están muy cerca uno del otro, como se representa en la figura 3.5, cuando un electrón salta hay una probabilidad de que se emita un fotón con una energía ligeramente mayor que la energía de banda prohibida, E_g . Por lo tanto, los fotones emitidos exhibirán un continuo de longitudes de onda.



(a)



(b)

Figura 3.5 Espectro emitido del LED [8].

La figura 3.5 también muestra la intensidad de emisión normalizada $I(E)$ en función de la energía, para un LED AlGaAs. La dinámica de $I(E)$ está gobernada

por un lado por la densidad de estados en la banda de conducción (proporcional a $(E - E_g)^{\frac{1}{2}}$), y por la distribución de Maxwell-Boltzmann en el otro (proporcional a $e^{E/k_B T}$, con k_B como la constante de Boltzmann y T la temperatura) [8]:

$$I(E) = I_{peak} \sqrt{E - E_g} e^{-\frac{E}{k_B T}} \quad (3.1)$$

El ancho de la línea espectral y la longitud de onda máxima están dados por:

$$\Delta\lambda = m k_B T \frac{\lambda_0^2}{hc}, \quad (3.2)$$

y

$$\lambda_0 = \frac{hc}{E_g + k_B T / 2}, \quad (3.3)$$

donde c es la velocidad de la luz, m una constante que depende del material ($m = 1.8$ para los LEDs AlGaAs), y la energía $E = E_g + k_B T / 2$ es la energía del pico en $I(E)$. A partir de (3.3), es evidente que el espectro de emisión del LED depende de la temperatura. Para encontrar la dependencia de la temperatura de $I(E)$, es necesario saber cómo E_g cambia con la temperatura. El modelo de temperatura también incluye el cambio de E_g con dependencia de la temperatura, este resultado se debe a Varshni [8]:

$$E_g = E_{g0} - \frac{AT^2}{B + T} \quad (3.4)$$

donde A y B son constantes de Varshni que dependen del material ($E_{g0} = 1.932\text{eV}$, $A = 0.658 \text{ meV / K}$, $B = 248 \text{ K}$, para los LEDs AlGaAs). La figura 3.6 representa la longitud de onda máxima y el ancho de media línea contra la temperatura: ambas son funciones monótonicas de la temperatura.

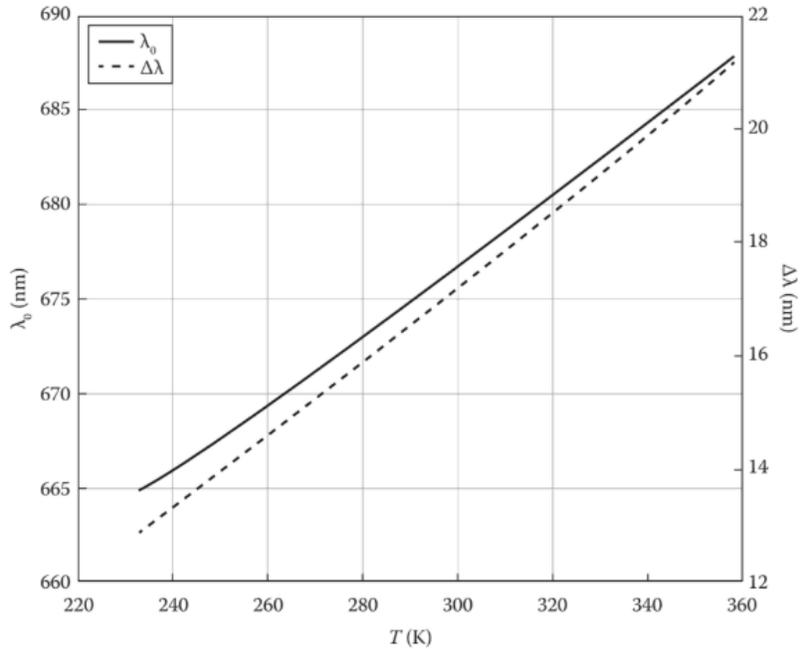


Figura 3.6 Dependencia de la temperatura de un LED AlGaAs [8].

Se pueden sintetizar varios colores, utilizando un semiconductor adecuado con la energía de banda prohibida requerida. La Tabla 3.1 proporciona algunos ejemplos de materiales semiconductores compuestos utilizados para producir LED con diferentes colores.

Tabla 3.1 Materiales semiconductores del LED [8].

Color	Wavelength (nm)	Semiconductor Materials
Infrared	$\lambda > 760$	GaAs, AlGaAs
Red	$610 < \lambda < 760$	AlGaAs, GaAsP, AlGaInP, GaP
Orange	$590 < \lambda < 610$	GaAsP, AlGaInP, GaP
Yellow	$570 < \lambda < 590$	GaAsP, AlGaInP, GaP
Green	$500 < \lambda < 570$	InGaN/GaN, GaP, AlGaInP, AlGaP
Blue	$450 < \lambda < 500$	ZnSe, InGaN
Violet	$400 < \lambda < 450$	InGaN
Ultraviolet	$\lambda < 400$	Diamond, AlGaN, AlGaInN

3.3- Control de cromaticidad.

Cuando se utilizan LED de múltiples chips, la cromaticidad es un problema crítico que presenta la calidad de un color independientemente de su luminosidad. Dado que la percepción del color humano está determinada por tres tipos de conos en la retina de los ojos humanos, que son sensibles a la luz de las longitudes de onda larga, media y corta, respectivamente, tres valores de triestímulo (R, G, B) asociados con sus funciones de coincidencia de color ($\bar{r}(\lambda)$, $\bar{g}(\lambda)$ y $\bar{b}(\lambda)$) se utilizan para describir cualquier percepción de color basada en primarios rojo/verde/azul. Sin embargo, algunas partes de estas funciones de coincidencia de color pueden ser negativas. Como resultado, se realiza una transformación lineal para obtener valores de triestímulo positivos alternativos (X, Y, Z) y funciones de coincidencia de colores ($\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ y $\bar{z}(\lambda)$), que se expresan como [9]:

$$X = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda, \quad (3.5)$$

$$Y = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda, \quad (3.6)$$

$$Z = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda. \quad (3.7)$$

Luego, la cromaticidad del color se puede representar mediante dos puntos de coordenadas x-y en el diagrama de cromaticidad del espacio de color CIE (las siglas CIE responden al francés Commission Internationale de l'Eclairage, es decir: Comisión Internacional de la Luz) 1931, que se definen como:

$$x = \frac{X}{X + Y + Z}, \quad (3.8)$$

$$y = \frac{Y}{X + Y + Z}. \quad (3.9)$$

El buen diseño de los sistemas VLC garantizará que no haya una falta de coincidencia de color desde el punto de vista del ojo humano [10]. El cambio de color CSK (Color Shift Keying), ya adoptado en el estándar IEEE 802.15.7, es una instancia que considera el control de cromaticidad en la modulación de señal. CSK es similar a la codificación de desplazamiento de frecuencia por la cual los patrones de bits se codifican de acuerdo con diferentes combinaciones de colores [11]. El esquema de modulación se basa en las coordenadas de color x-y en el diagrama de cromaticidad del espacio de color CIE 1931 para realizar la coincidencia de colores. Específicamente, para proporcionar varios colores para transmitir la información de datos, el estándar IEEE 802.15.7 divide el espectro en siete bandas de color para admitir múltiples opciones de color de LED para comunicaciones de luz visible. La Figura 3.7 indica el centro de las siete bandas de color en las coordenadas de color x-y definidas por CIE 1931, donde los valores de 3 bits indican cada una de las siete bandas de color. Por ejemplo, en 4 CSK (dos bits por símbolo), la fuente de luz se codifica en longitud de onda de manera que se transmite una de las cuatro posibles longitudes de onda (colores) por combinación de pares de bits. Las fuentes de luz de tres colores generan diferentes longitudes de onda (colores) de las siete bandas de color. Los tres vértices del triángulo de constelación CSK se deciden por la longitud de onda central de las tres bandas de color en las coordenadas de color x-y. El color de salida final (por ejemplo, blanco) está garantizado por las coordenadas de color que se muestran en la Fig. 3.7.

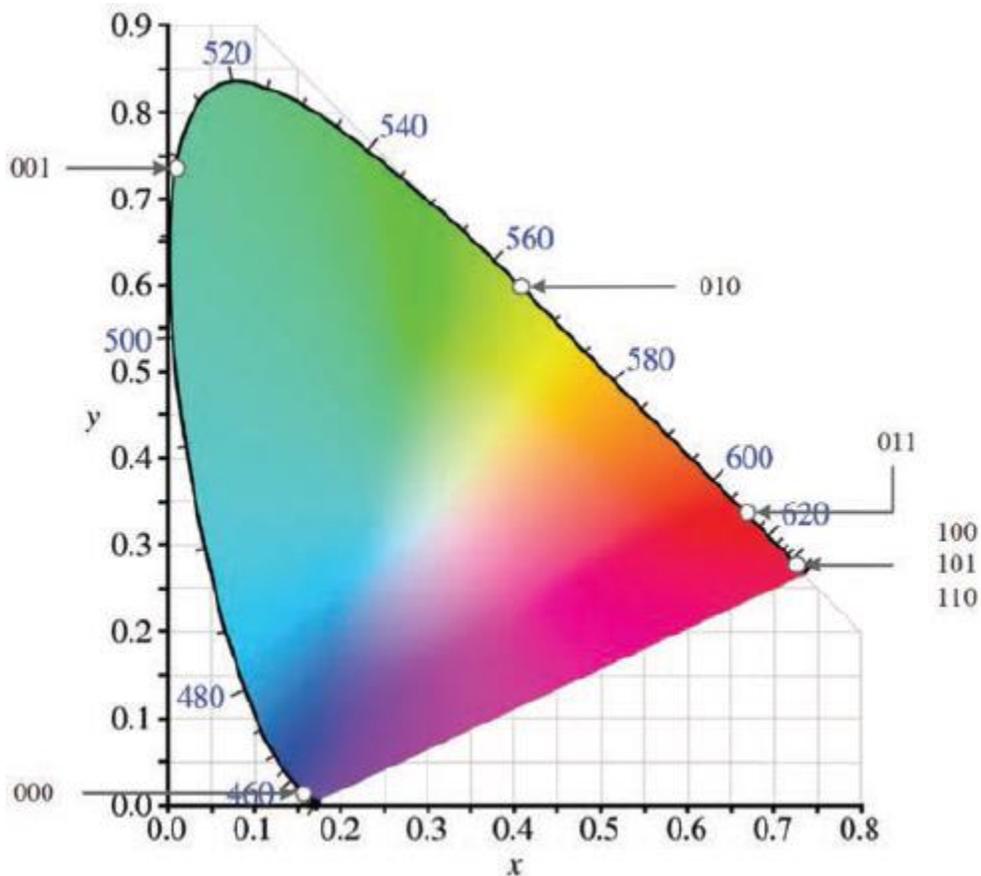


Figura 3.7 CIE 1931 coordenadas de color x-y, donde x e y son los valores de cromaticidad. La curva externa es el lugar espectral con longitudes de onda que se muestran en nm. Los valores de tres dígitos se refieren a la longitud de onda central de las siete bandas definidas en el estándar IEEE 802.15.7 [9].

3.4- Eficiencia y potencia.

Hay varios parámetros importantes utilizados para caracterizar el rendimiento del LED. De suma importancia son las eficiencias cuánticas internas y externas del LED. La eficiencia cuántica interna, η_{IQE} , mide la efectividad del proceso de generación de luz. Está dada por la relación entre la tasa de recombinación radiactiva (el número de portadores que contribuyen efectivamente a la generación de fotones) y la tasa de recombinación total (incluidos los portadores involucrados en la conducción de corriente a través del dispositivo) como [8]:

$$\eta_{IQE} = \frac{\text{Radiative recombination rate}}{\text{Total recombination rate}} = \frac{\tau_r^{-1}}{\tau_r^{-1} + \tau_{nr}^{-1}}, \quad (3.10)$$

donde τ_r y τ_{nr} son las constantes de vida de los portadores minoritarios para la recombinación radiactiva y no radiactiva, respectivamente. Alternativamente, podría expresarse por la relación entre el número de fotones emitidos por segundo y el número total de portadores perdidos por segundo según lo dado por:

$$\eta_{IQE} = \frac{\text{Photons emitted per second}}{\text{Carriers lost per second}} = q \frac{\Phi_{ph}}{I_D} = \frac{q}{h\nu} \frac{P_{o(int)}}{I_D}, \quad (3.11)$$

donde I_D es la corriente suministrada por la fuente externa, $P_{o(int)}$ es el flujo radiante generado internamente, y Φ_{ph} representa el número de fotones emitidos por segundo. Dado que no todos los fotones emitidos se emiten efectivamente como luz externa debido a los detalles de construcción del dispositivo, generalmente es necesario introducir otra medida de eficiencia, capaz de expresar la relación entre los fotones generados internamente y los fotones que se emiten efectivamente al exterior. Esto se introduce por la eficiencia de extracción, η_{EE} , dada por:

$$\eta_{EE} = \frac{\text{Photons effectively emitted}}{\text{Photons generated internally}} = \frac{P_o}{P_{o(int)}} \quad (3.12)$$

Es posible expresar el flujo radiante en función de la corriente del dispositivo, utilizando las ecuaciones 3.11 y 3.12, lo que resulta en:

$$P_o = \frac{h\nu}{q} \eta_{IQE} \eta_{EE} I_D \quad (3.13)$$

La ecuación 3.13 muestra que, en gran medida, el flujo radiante de un LED es proporcional a la corriente suministrada al dispositivo. Este comportamiento lineal se ve comprometido debido a los efectos térmicos y los altos niveles de inyección del portador. La eficiencia cuántica externa η_{EQE} mide la relación entre el número de fotones emitidos efectivamente y el número total de portadores perdidos debido a la recombinación, que viene dada por:

$$\eta_{EQE} = \frac{q P_o}{h\nu I_D} = \eta_{IQE} \eta_{EE} \quad (3.14)$$

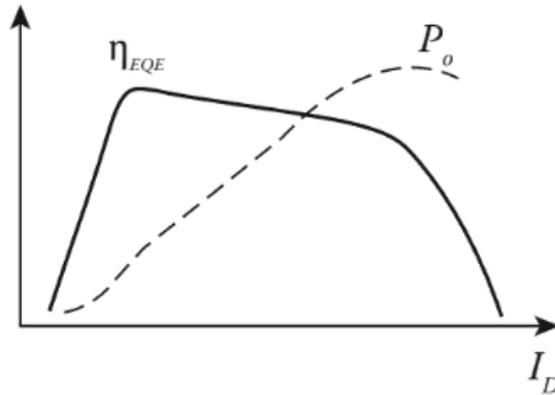


Figura 3.8 Eficiencia cuántica externa y potencia óptica LED en función de la corriente suministrada [8].

La figura 3.8 muestra el comportamiento general de la eficiencia cuántica externa en función de la corriente suministrada. Para corrientes bajas (condiciones de inyección de portadora baja), la eficiencia cuántica externa aumenta con la corriente suministrada. Para inyección de portador moderado, η_{EQE} cae con la I_D ; esta disminución se vuelve apreciable en los regímenes de inyección de portadores altos, donde la corriente suministrada es lo suficientemente alta como para producir calor y degradar el rendimiento del LED. La potencia óptica, medida en términos del flujo radiante del LED, es esencialmente lineal con I_D en condiciones moderadas de inyección de portador. La optimización de η_{EQE} es una tarea compleja ya que involucra no solo el material del dispositivo, sino también su arquitectura, su encapsulación y su gestión térmica. En este sentido, los LED de mayor potencia están optimizados para funcionar bajo niveles de corriente constantes. También existe la eficiencia de conversión de energía que mide la relación entre el flujo radiante P_o y la energía eléctrica suministrada externamente, según lo dado por:

$$\eta_{PCE} = \frac{P_o}{I_D V_D} \approx \eta_{EQE} \left(\frac{E_g}{qV_D} \right) \quad (3.15)$$

La eficiencia de conversión de potencia es aproximadamente proporcional a la energía de banda prohibida del material. Todas las medidas de eficiencia anteriores dependen de la longitud de onda. También es habitual el uso de cantidades derivadas capaz de expresar la eficiencia del LED en unidades fotométricas, de este modo la eficacia luminosa η_{LE} dado por la relación entre el flujo luminoso, Φ_v y la potencia eléctrica suministrada se define como:

$$\eta_{LE} = \frac{\Phi_v}{I_D V_D} = \frac{K_m}{I_D V_D} \int_{380 \text{ nm}}^{780 \text{ nm}} P_o(\lambda) V(\lambda) d\lambda, \quad (3.16)$$

donde K_m es el factor de conversión fotométrico eléctrico a óptico con un valor de 683 lm/W, y $V(\lambda)$ es la curva de sensibilidad visual fotópica.

Los LED tienen diferentes estructuras. La estructura del dispositivo tiene un gran impacto en la eficiencia cuántica externa. Esto es particularmente evidente cuando se considera la eficiencia de extracción del dispositivo. Un buen diseño debería mejorar la salida de luz en términos de fotones generados internamente. Sin embargo, esta no es una tarea sencilla. Dos de las estructuras de dispositivos más utilizadas son la plana y la cúpula, como se representa en la figura 3.9.

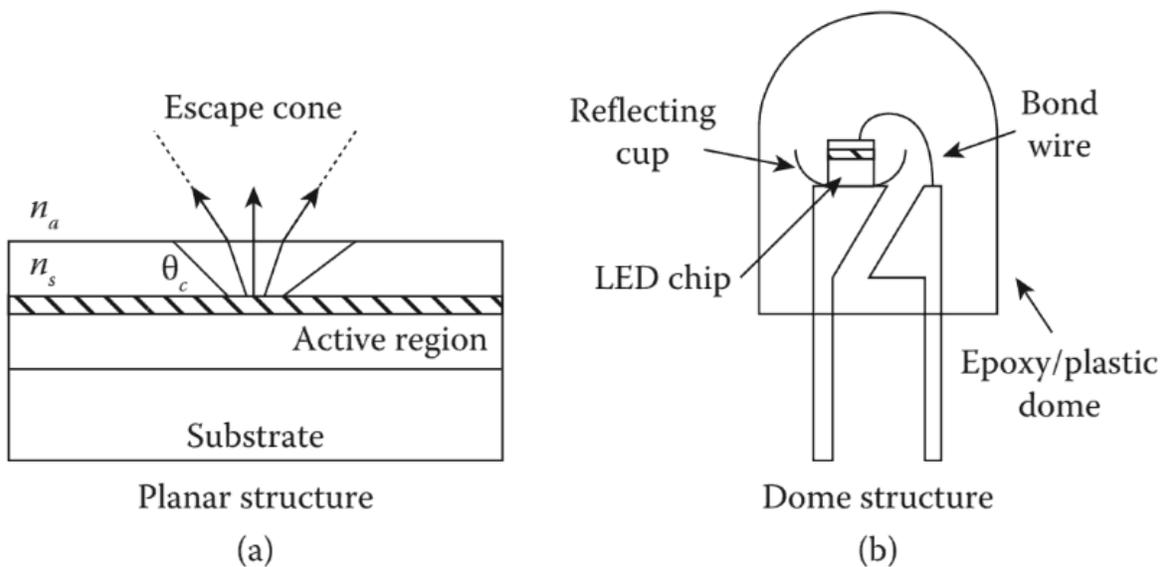


Figura 3.9 Estructuras LED: (a) Estructura planar y (b) Estructura de domo [8].

3.5- Limitación de ancho de banda.

Un aspecto importante en el rendimiento de los diodos LED es el comportamiento de su ancho de banda. Hay dos definiciones para el ancho de banda del LED que dan como resultado valores diferentes; estos son el ancho de banda óptico y el ancho de banda eléctrico. El ancho de banda óptico es el ancho de banda al que se puede modular el LED, mientras que el ancho de banda eléctrico se define como el ancho de banda eléctrico percibido por el fotodetector (PD) [7]. La salida LED tiene las unidades de potencia; el espectro de potencia del LED viene dado por:

$$\frac{P_o(\omega)}{P_o(0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_T)^2}}. \quad (3.17)$$

En términos de potencia, la frecuencia de corte, que ocurre al 50% de la potencia emitida constante, se da como:

$$f_{op} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\tau_T}. \quad (3.18)$$

Por otro lado, en un PD la corriente detectada es proporcional a la potencia óptica incidente, por lo tanto, en términos de resultados del espectro de potencia tenemos:

$$\frac{|I_p(\omega)|^2}{|I_p(0)|^2} = \frac{1}{1 + (\omega\tau_T)^2}. \quad (3.19)$$

A partir de la cual la frecuencia de corte eléctrico sigue la definición estándar de -3dB, dada como:

$$f_{el} = \frac{1}{2\pi\tau_T}. \quad (3.20)$$

Una observación interesante se refiere al producto de ancho de banda de potencia de un LED. En un LED, el ancho de banda de potencia expresa la compensación entre potencia y ancho de banda, mientras muestra qué parámetros

están involucrados. En principio, se pueden lograr amplios anchos de banda en los LED mediante una reducción adecuada de la vida útil de la portadora. Sin embargo, esto perjudica la eficiencia cuántica interna del dispositivo, lo que limita la potencia de salida. Usando para la definición, el ancho de banda óptico expresado en (3.18) junto con la potencia de salida dada por (3.13), y recordando la definición de eficiencia cuántica interna en (3.10), da como resultado la siguiente relación potencia-ancho de banda:

$$P_{ofop} = \frac{\sqrt{3} h\nu}{2\pi q\tau_r} \eta_{EE} I_D \quad (3.21)$$

El ancho de banda de potencia en un LED es proporcional a la corriente inyectada [7]. Este comportamiento se mantiene para condiciones moderadas de inyección de portador. Para altos niveles de inyección de portadores, la potencia de salida cae con la eficiencia cuántica externa. Como consecuencia de este comportamiento, existe un nivel de corriente óptimo en el que el ancho de banda de potencia es máximo. Para corrientes por debajo de este valor, el ancho de banda de potencia aumenta linealmente con la corriente inyectada.

3.6- Coherencia espectral del LED.

Un enfoque simple para modelar la distribución espectral de potencia SPD (Spectral Power Distribution) de los LED blancos es utilizar distribuciones gaussianas, centradas en los máximos de respuesta del dispositivo. Siguiendo este enfoque, la SPD del LED se puede aproximar por [8]:

$$S(\lambda) = \sum_i w_i S_i e^{-\left(\frac{\lambda - \lambda_i}{\sqrt{2}\sigma_i}\right)^2} \quad (3.22)$$

donde S_i es la potencia espectral del dispositivo en la longitud de onda máxima λ_i y σ_i representa la potencia que se extiende alrededor de λ_i , w_i es un factor de ponderación que describe las proporciones aditivas de cada longitud de onda máxima. Esta información se puede recuperar de la hoja de datos del LED. La

ecuación 3.22 puede servir como un modelo simple pero adecuado para los LED RGB y blancos. Tomando como ejemplo el caso de un LED blanco, con longitudes de onda máximas en el rango azul a 460 nm y rango amarillo a 555 nm, que tiene un ancho medio completo (FWHM) de 25 nm y 150 nm, respectivamente; la SPD del dispositivo se puede describir mediante:

$$S(\lambda) = \xi S_1 e^{-\left(\frac{\lambda - \lambda_1}{\sqrt{2}\sigma_1}\right)^2} + (1 - \xi) S_2 e^{-\left(\frac{\lambda - \lambda_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} \quad (3.23)$$

donde los factores de ponderación se toman como ξ y $1 - \xi$ respectivamente, con $\xi > 0$. Cambiar ξ entre 0.05 y 0.2 produce los resultados representados en las figuras 3.10 y 3.11. La figura 3.10a muestra que, de hecho, la SPD simulado se parece a la SPD de un LED blanco real. Las proporciones máximas cambian con ξ y, como consecuencia, el CCT (Correlated Color Temperature) del dispositivo simulado también cambia como se muestra en la figura 3.10b. Esto puede reflejar la variabilidad inducida por la fabricación del dispositivo, con dispositivos del mismo lote que muestran propiedades bastante diferentes. Pero lo más interesante es que también se puede usar para modelar posibles efectos debido a los cambios actuales. Los cambios actuales pueden inducir una variación de temperatura en el dispositivo, y esto se traduce en cambios en el espectro emitido. La figura 3.11 refleja los cambios de la SPD en el mapa de color CIE, con la curva en gris que representa el lugar geométrico de las coordenadas de color correspondientes al cambio de parámetro ξ . También es observable que estas coordenadas de color caen cerca del lugar Planckiano (curva negra), para la región blanca del mapa de color.

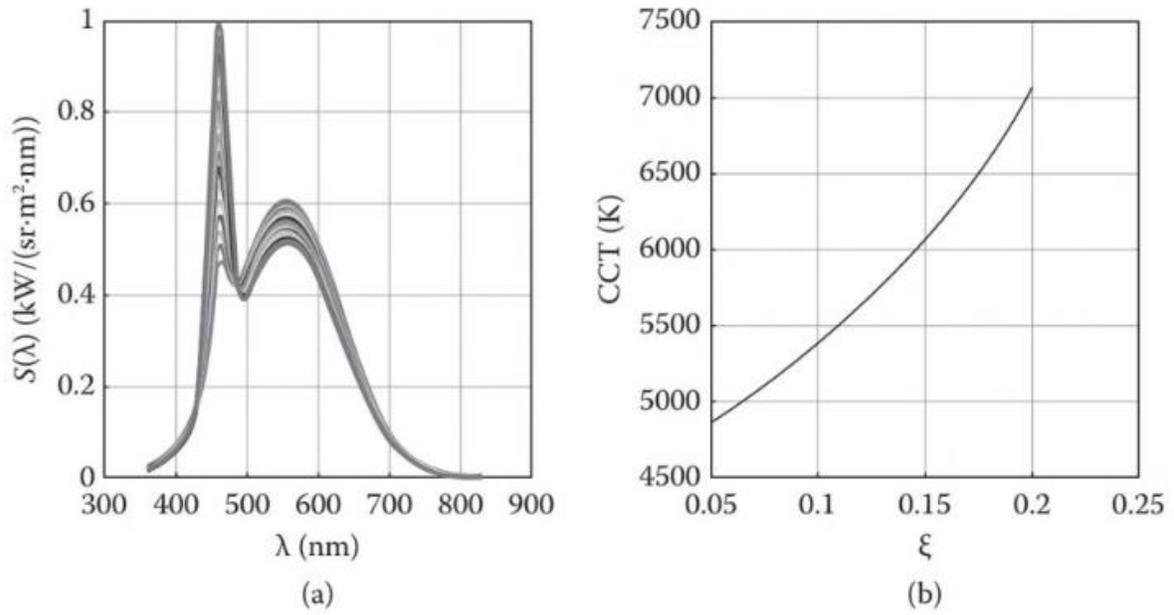


Figura 3.10 (a) SPD normalizada del LED (b) CCT correspondiente [8].

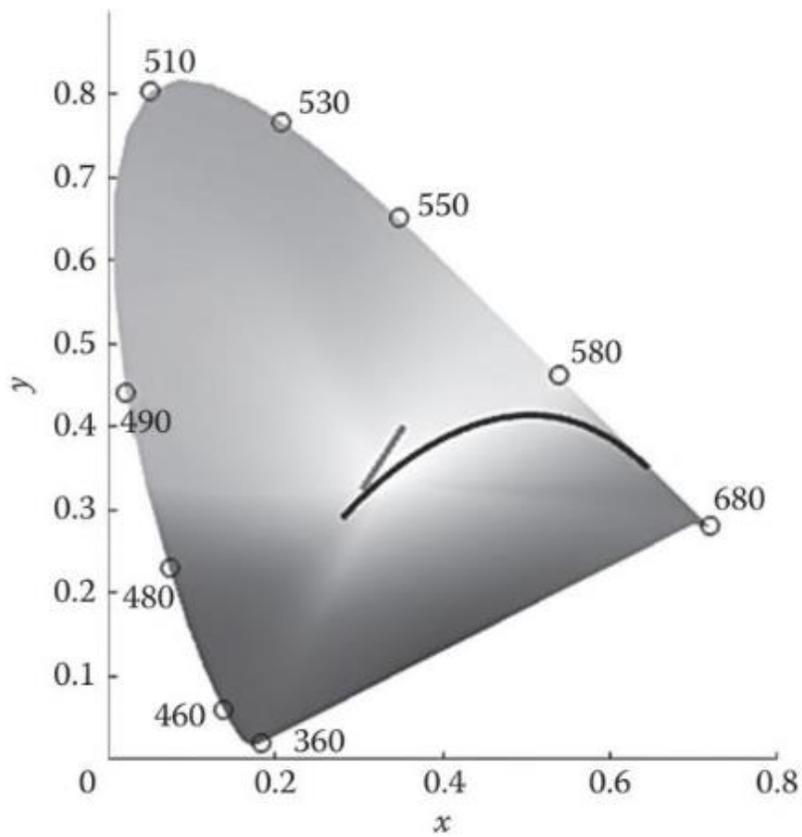


Figura 3.11 Mapa de color CIE [8].

3.7- No linealidades del LED.

Para un modelo de sistema LED ideal, la entrada (polarización directa) es lineal a la salida (potencia óptica emitida). En la práctica, los LED siempre sufren una distorsión no lineal, lo que degradaría considerablemente el rendimiento del sistema. La clásica ecuación de diodo ideal de Shockley se propuso a principios de la década de 1950 para describir este efecto de no linealidad entre la corriente y el voltaje, que viene dado por [12]:

$$I = I_S(e^{qV/kT} - 1), \quad (3.24)$$

donde I_S es la corriente de saturación, que se expresa como:

$$I_S = qA\left(\sqrt{\frac{D_p}{\tau_p} \frac{n_i^2}{N_A}} + \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n} \frac{n_i^2}{N_D}}\right), \quad (3.25)$$

donde A es el área de unión, D_p y D_n denotan las constantes de difusión de electrones y huecos, y τ_p y τ_n son las vidas de portadores minoritarios de electrones y huecos. Dado que las constantes de difusión, las vidas de los portadores minoritarios y la concentración de portadores intrínsecos dependen de la temperatura, la corriente de saturación no es constante para un LED específico.

Como el voltaje directo es típicamente mucho más grande que el voltaje térmico (es decir, $\frac{kT}{e}$), la ecuación de diodo ideal de Shockley se puede aproximar simplemente como:

$$I = I_S e^{qV/kT} \quad (3.26)$$

Además, la conversión de potencia óptica actual ($I - P$) también es no lineal, que se puede modelar como modelo sin memoria o como modelo de memoria. Un modelo LED sin memoria típico es un modelo polinomial. Basado en la serie de Taylor, se puede obtener una aproximación polinómica para la función de transferencia no lineal como:

$$P = \sum_{n=0}^N \alpha_n (I - I_{DC})^n \quad (3.27)$$

donde a_n es el coeficiente de la potencia de enésimo orden de la función de transferencia no lineal e I_{DC} denota la corriente directa (DC). Como la función de

transferencia no lineal está modelada para ser estática, la aproximación polinómica solo es válida cuando la frecuencia de modulación está por debajo del ancho de banda de 3 dB de los LED [13].

Dado que la capacidad y la conductancia de un LED dependen de la frecuencia, el modelo polinomial no es capaz de describir con precisión la dinámica y los efectos de memoria de los LED. En cambio, se emplea un modelo Volterra, que combina la no linealidad y los efectos de memoria juntos. La conversión de potencia óptica actual basada en la serie Volterra para el sistema de tiempo continuo se puede expresar como:

$$P(t) = P_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} P_n(t), \quad (3.28)$$

donde P_0 es el componente de DC de la potencia óptica, y $P_n(t)$ es el componente de n -ésimo orden de $P(t)$, que se puede detallar más a fondo como:

$$P_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{k=1}^n I(t - \tau_k) d\tau_k, \quad (3.29)$$

donde $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ es el Volterra Kernel de n -ésimo orden del sistema no lineal, que puede obtenerse a partir de los datos de medición [14]. El n -ésimo orden Volterra Kernel $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ puede considerarse como la respuesta de impulso de orden superior del sistema no lineal.

Para el caso de tiempo discreto, el componente de n -ésimo orden $P_n(m)$ se puede expresar como:

$$P_n(m) = \sum_{k_1=0}^{+\infty} \cdots \sum_{k_n=0}^{+\infty} h_n(k_1, \dots, k_n) \prod_{j=1}^n I(m - k_j). \quad (3.30)$$

En la práctica, la serie se trunca, es decir, el orden de (2.19) y (2.20) se establece como un valor específico en lugar del infinito. El inconveniente del modelo Volterra proviene de su alta complejidad en la estimación de los coeficientes de Volterra.

3.8- Características de modulación no lineal de LED blanco.

3.8.1- Ancho de banda de modulación LED debido a la vida útil del operador.

El modelo ABC simple puede describir la vida útil del portador diferencial en un LED basado en InGaN. Este modelo de ecuación de velocidad considera que la corriente a través del dispositivo se compone de tres contribuciones: una corriente I_A no radiativa debido a la recombinación de Shockley-Read-Hall en los sitios defectuosos, un I_B actual debido a la recombinación radiativa de electrones y agujeros, y un I_C actual debido a la recombinación cúbica no radiativa. La corriente total es así [15]

$$I = I_A + I_B + I_C = qsd(AN + BN^2 + CN^3) \quad (3.31)$$

donde I es la corriente de operación, q es la carga elemental, s y d son el área del dispositivo y el espesor total de los pozos cuánticos (QW), N es la densidad de portadores, A , B y C son los coeficientes de Shockley-Read-Hall (SRH), recombinación radiativa y Auger recombinación no radiativa. Este modelo simple se realiza bajo el supuesto de que A , B y C son independientes de N , y la densidad de la portadora es la misma en todos los QW. De hecho, el coeficiente radiativo B disminuye con la densidad portadora N debido a una reducción en el elemento de matriz óptica para las transiciones entre bandas. Una eficiencia cuántica interna es así [16].

$$IQE = \frac{BN^2}{AN + BN^2 + CN^3} \quad (3.32)$$

En condiciones de modulación de señal pequeña, la disminución de la luminiscencia es monoexponencial con la constante de tiempo diferencial. La vida útil diferencial viene dada por la derivada de la tasa de recombinación con respecto a la densidad de portadores [16].

$$\frac{1}{\tau_s} = A + BN + CN^2 \quad (3.33)$$

En el caso de que los términos lineales y cuadráticos dominen la tasa de recombinación, se puede derivar la expresión simplificada entre el tiempo de vida del operador y la corriente de sesgo

$$\frac{1}{\tau_s^2} = A^2 + \frac{4B}{qV} I \quad (3.34)$$

Por lo tanto, se puede obtener el ancho de banda LED óptico-eléctrico de 3 dB relacionado con la vida útil diferencial

$$f_s = \frac{1}{2\pi\tau_s} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{A^2 + \frac{4B}{qV} I} \quad (3.35)$$

3.8.2- Ancho de banda de modulación LED debido a la capacidad de carga espacial.

La característica común del LED es que la unión grande sobre toda la oblea presenta una capacidad de carga espacial de la unión en paralelo con la capacidad de difusión de la vida útil de la portadora.

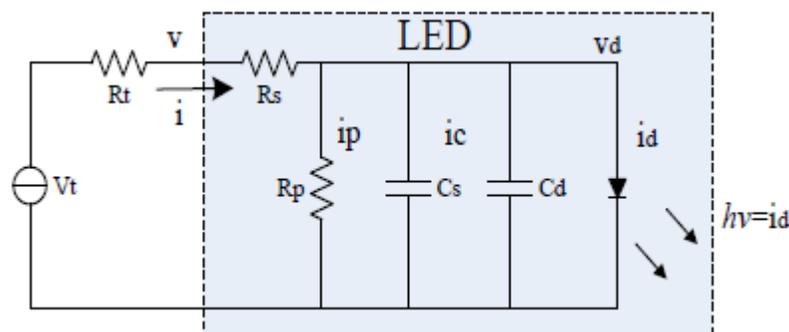


Figura 3.12 Circuito equivalente para el comportamiento transitorio del LED [17].

La Figura 3.12 muestra el circuito equivalente para el comportamiento transitorio del LED. Además de la capacitancia de difusión Cd de la vida útil de la portadora, existe la capacitancia de carga espacial Cs de la capa de agotamiento. La capacitancia de carga espacial está dada por [17]

$$C_s = \frac{C_0}{(1 - v_d / \phi)^m} \quad (3.36)$$

donde $C_0 = sc$, C_0 es la capacitancia de polarización cero por unidad de área, ϕ es el voltaje de barrera, el exponente m es $1/2$. La resistencia LED R_s en el circuito equivalente explica la resistencia en serie del material a granel y las resistencias de contacto. Por lo tanto, la constante de tiempo debido a la capacidad de carga espacial está dada por:

$$\tau_c = C_s R_s = \frac{R_s C_0}{(1 - v_d / \phi)^m} \quad (3.37)$$

Se puede obtener el ancho de banda eléctrico-óptico de 3 dB relacionado con la capacidad de carga espacial

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau_c} = \frac{(1 - v_d / \phi)^m}{2\pi R_s C_0} \quad (3.38)$$

3.8.3- Características eléctricas-ópticas no lineales de LED.

Los LED son dispositivos no lineales, como la resistencia en serie y la capacitancia, que dependen en gran medida de la corriente de polarización como se muestra en la Fig. 3.12. Una resistencia no lineal representa la característica I-V del LED según la ecuación de Shockley [17]

$$i_d = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_d}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (3.39)$$

donde k es la constante de Boltzmann, q es la carga de electrones, T es la temperatura de la unión, n es el factor de idealidad del diodo, v_d es el voltaje de la unión. El factor n es aproximadamente 2 para un LED InGaN. I_0 es la corriente de saturación inversa definida por [18]

$$I_0 = E_0 \exp(-E_g / kT) \quad (3.40)$$

donde la energía de banda prohibida E_g , v_{th} , v_{th} es el voltaje umbral, E_0 es un parámetro relacionado con el tamaño del material de unión. La intensidad óptica de emisión P en función de la energía E viene dada por:

$$P(E) \propto \sqrt{E - E_g} \exp[-E / (kT)] \quad (3.41)$$

La característica LED no lineal $I - V$, como la dada por la ecuación de Shockley, necesita ser modificada para tener en cuenta las resistencias parasitarias. Una resistencia en serie puede ser causada por una resistencia de contacto excesiva o por la resistencia de las regiones neutras. Una resistencia paralela puede ser causada por cualquier canal que pase por alto la unión p-n. Este bypass puede ser causado por regiones dañadas de la unión p-n o por imperfecciones de la superficie. Suponiendo una derivación con resistencia R_p (paralela al diodo ideal) y una resistencia en serie R_s (en serie con el diodo ideal y la derivación), la característica $I - V$ de un diodo de unión pn polarizado hacia adelante ($v_d = v - IR_s$, $v_d \gg kT / q$) viene dado por [18]

$$I - \frac{(v - IR_s)}{R_p} = I_0 \exp\left[\frac{q(v - IR_s)}{nkT}\right] \quad (3.42)$$

Para dispositivos con una alta resistencia paralela ($R_p \rightarrow \infty$), la característica de diodo $I - V$ se puede escribir como:

$$I = I_0 \exp\left[\frac{q(v - IR_s)}{nkT}\right] \quad (3.43)$$

Para $R_p \rightarrow \infty$ y $R_s \rightarrow 0$, esta ecuación se reduce a la ecuación de Shockley.

3.8.4- Ancho de banda de modulación LED equivalente relacionado con la corriente de polarización de DC.

Teniendo en cuenta las características eléctrico-ópticas no lineales del LED, el tiempo de aumento total del LED debido al tiempo de vida espontáneo del portador y la capacidad de carga espacial se puede definir por:

$$\tau_{LED}(I) = \tau_s + \tau_c = \frac{1}{\sqrt{A^2 + 4BI/qV}} + \frac{R_s C_0}{\sqrt{1 - \ln(I/I_0)nkT/q\phi}} \quad (3.44)$$

El ancho de banda equivalente eléctrico-óptico total de 3 dB debido a la vida útil diferencial y la capacidad de carga espacial puede expresarse mediante la corriente de polarización del LED.

$$f_{LED}(I) = \frac{1}{2\pi(\tau_s + \tau_c)} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{(A^2 + 4BI/qV)[1 - \ln(I/I_0)nkT/q\phi]}}{\sqrt{1 - \ln(I/I_0)nkT/q\phi} + R_s C_0 \sqrt{A^2 + 4BI/qV}} \quad (3.45)$$

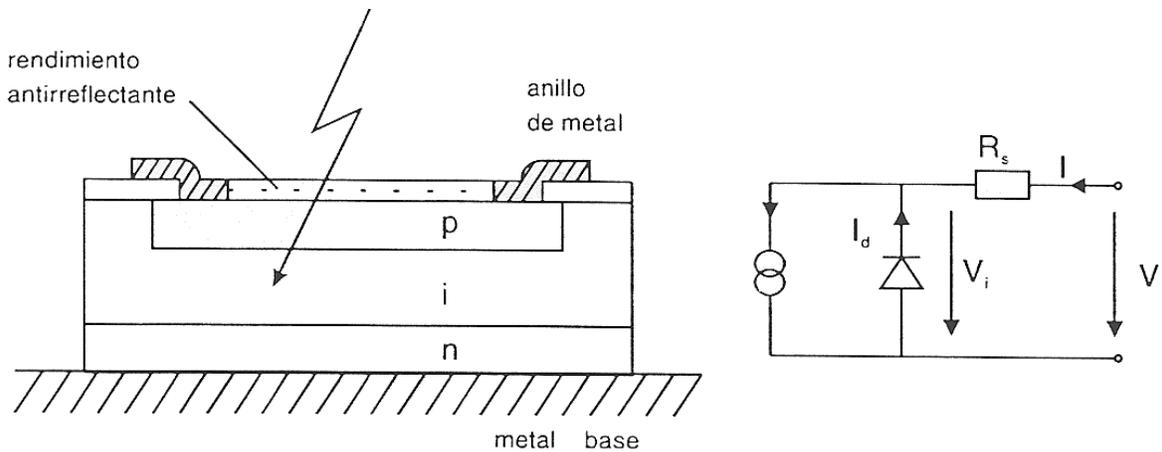
3.9- Modelo del Fotodiodo PIN.

El fotodiodo PIN es el detector más utilizado en los sistemas de comunicaciones ópticas. Es relativamente fácil de fabricar, altamente fiable, tiene bajo ruido y es compatible con circuitos amplificadores de tensión. Además, es sensible a un gran ancho de banda debido a que no tiene mecanismo de ganancia.

El diodo PIN se compone básicamente de unas zonas p y n altamente conductoras junto a una zona intrínseca poco conductiva. Se trata de una unión p-n algo especial, entre la zona p (huecos) y n (electrones) se intercala una zona intrínseca formada por un compuesto de InGaAs donde se generan pares electrón- hueco cuando colisionan fotones en dicha zona.

Para conseguir la generación de pares electrón-hueco, el diodo PIN debe estar polarizado en inversa con el fin de que las cargas generadas en la zona intrínseca sean aceleradas por el campo eléctrico presente entre las zonas p y n. Esto crea un flujo de corriente, proporcional al número de fotones captados (energía luminosa recibida), que se dirige a los electrodos. El proceso es rápido y eficiente. Como no hay mecanismo de ganancia, la máxima eficiencia es la unidad y el producto ganancia por ancho de banda coincide con ésta última.

En la figura 3.13 se representa una sección del semiconductor PIN y su circuito eléctrico equivalente.



ESTRUCTURA DE UN DIODO PIN DE SILICIO

Figura 3.13 Sección de un diodo PIN y esquema eléctrico equivalente.

3.10- Ruido de foto detección.

El ruido existente en los sistemas VLC se puede clasificar en dos categorías: ruido de la luz, incluido el ruido cuántico (o ruido de fluctuación de fotones) de la propia señal óptica, y el ruido de radiación de fondo de la luz ambiental y el ruido de los dispositivos receptores, como ruido de corriente oscura, ruido térmico y ruido $1/f$.

A continuación, se detallan varios tipos de ruido de los dispositivos receptores en los sistemas VLC [9]:

A. Ruido térmico

El ruido térmico o el ruido de Jonson-Nyquist es causado por la fluctuación aleatoria de los portadores de carga (generalmente electrones) en cualquier medio conductor a una temperatura superior a la temperatura cero absoluta. La densidad espectral de potencia del ruido térmico permanece constante ("blanco") en un amplio rango de frecuencia hasta la frecuencia del infrarrojo cercano. Considerando la agitación independiente de los portadores de carga masiva, el ruido térmico obedece a la distribución gaussiana según el teorema del límite central. La varianza del ruido térmico en la resistencia ruidosa en $A^2 \cdot Hz^{-1}$ viene dada por:

$$\sigma_{\text{thermal}}^2 = \frac{4KT}{R_F}, \quad (3.46)$$

donde R_F es la resistencia.

El ruido térmico en la resistencia ruidosa se puede modelar como una fuente de voltaje ($V_{eq} = \sqrt{4KTR_F}$) en serie o una fuente de corriente ($I_{eq} = \sqrt{\frac{4KT}{R_F}}$) en paralelo con una resistencia silenciosa con una resistencia R_F . En ambos casos, las fuentes generan el ruido blanco gaussiano.

B. Ruido 1 / f

El ruido 1 / f es un intermedio entre el ruido blanco y el ruido browniano causado por el movimiento browniano, cuya densidad espectral de potencia viene dada por:

$$S_{1/f}(f) = \frac{c}{f^\alpha}, \quad (3.47)$$

donde c es una constante y α denota el exponente que satisface $0 < \alpha < 2$ (generalmente cerca de 1). El ruido 1 / f no es blanco y se vuelve fuerte a bajas frecuencias.

C. Ruido de corriente oscura

La corriente oscura es una corriente eléctrica, que existe en el fotodiodo incluso cuando no hay luz incidente. La corriente oscura en los dispositivos basados en la unión p-n consiste en las corrientes superficiales y de volumen que son causadas por la generación aleatoria de los pares de agujeros electrónicos térmicamente o por un túnel entre la banda de conducción y la banda de valencia. Por lo tanto, está relacionado con el voltaje de polarización cargado y la temperatura del fotodiodo.

La corriente oscura se puede dividir en dos categorías: la corriente oscura superficial y la corriente masiva. La corriente de superficie contiene la corriente de combinación de generación de superficie y la corriente de derivación de fuga de superficie, mientras que la corriente de volumen está compuesta de la corriente de difusión de volumen, la corriente de combinación de generación de volumen y la corriente de túnel de volumen. Dado que la corriente oscura causa fluctuaciones

aleatorias de la fotocorriente promedio, generalmente se presenta como ruido de disparo con una variación de donde i_d es la corriente oscura.

$$\sigma_d^2 = 2qB_{pd}i_d, \quad (3.48)$$

3.11- Responsividad.

La responsividad puede expresarse en términos de la eficiencia cuántica externa, η_{EQE} , definida como la relación entre el número de fotones emitidos efectivamente y el número total de portadores perdidos debido a la recombinación.

Por lo tanto [8]:

$$R = \frac{q\eta_{EQE}}{hf} \quad (3.49)$$

donde $\lambda = c/f$ está expresada en micrómetros. La responsividad de un fotodetector aumenta con λ porque existe un mayor número de fotones incidentes para la misma potencia óptica. Esta dependencia lineal no se cumple siempre, ya que, al continuar el aumento en la longitud de onda, se llega a un valor para el cual la energía de los fotones es demasiado pequeña como para generar pares electrón-hueco. En los materiales semiconductores esto ocurre cuando $hf < E_g$, donde E_g es la energía de la banda prohibida.

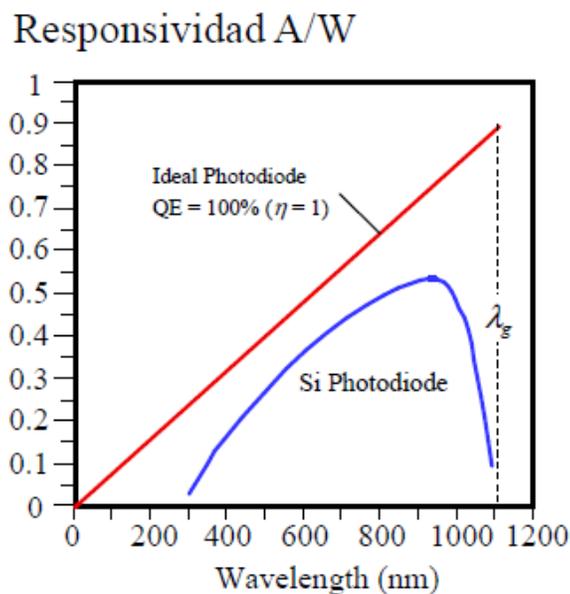


Figura 3.14 Responsividad (R) vs λ para un fotodiodo ideal con una eficiencia cuántica externa del 100% y para un típico fotodiodo comercial [20].

3.12- Conclusiones.

La utilización de diodos emisores de luz (LEDs) para iluminación presenta muchas ventajas aun cuando es una tecnología reciente y en desarrollo para este propósito, teniendo como principal ventaja el ahorro de energía con una iluminación alta y de buena calidad.

Los formatos de modulación avanzados son cada vez más importantes en los sistemas de comunicaciones de luz visible (VLC) que utilizan una infraestructura de iluminación basada en diodos emisores de luz (LED).

Los sistemas de comunicaciones de luz visible (VLC) son un campo de estudio emergente donde uno de los objetivos principales es proporcionar redes de transmisión de alta capacidad a hogares y oficinas inteligentes de próxima generación, al mismo tiempo que proporciona iluminación de la sala completa. VLC es una tecnología que puede ser complementaria a las actuales o futuras tecnologías de RF, liberando así el espectro radioeléctrico. Además, tiene la ventaja de ser ecológica, económica y más segura que las tecnologías basadas en RF.

Referencias

- [1] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "An LED Model for Intensity-Modulated Optical Communication Systems," *Ieee Photonic Tech L* **22**, 835-837 (2010).
- [2] R. P. Green, J. J. D. McKendry, D. Massoubre, E. D. Gu, M. D. Dawson, and A. E. Kelly, "Modulation bandwidth studies of recombination processes in blue and green InGaN quantum well micro-light-emitting diodes," *Applied Physics Letters* **102** (2013).
- [3] E. F. Schubert, N. E. J. Hunt, R. J. Malik, M. Micovic, and D. L. Miller, "Temperature and modulation characteristics of resonant-cavity light-emitting diodes," *Journal of Lightwave Technology* **14**, 1721-1729 (1996).
- [4] P. H. Binh, V. D. Trong, P. Renucci, and X. Marie, "Improving OOK Modulation Rate of Visible LED by Peaking and Carrier Sweep-Out Effects Using n-Schottky Diodes-Capacitance Circuit," *Journal of Lightwave Technology* **31**, 2578-2583 (2013).
- [5] E. F. Schubert, T. Gessmann, and J. K. Kim, *Light emitting diodes* (Wiley Online Library, 2006).
- [6] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd edition, Wiley, Hoboken, NJ, 2008.
- [7] E. F. Schubert, *Light-Emitting Diodes*, 2nd edition, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2006.
- [8] *Visible Light Communications Theory and Applications* by Zabih Ghassemlooy, Luis Nero Alves, Stanislav Zvanovec and Mohammad-Ali Khalighi.
- [9] *Visible Light Communications Modulation and Signal Processing* by Zhaocheng Wang, Qi Wang, Wei Huang, Zhengyuan Xu.
- [10] R. Singh, T. O'Farrell, and J. P. R. David, "An enhanced color shift keying modulation scheme for high-speed wireless visible light communications," *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 14, pp. 2582–2592, Jul. 2014.
- [11] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. K. Lim, "IEEE 802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 3, pp. 72–82, Mar. 2012.

- [12] A. Martí, J. L. Balenzategui, and R. F. Reyna, "Photon recycling and Shockley's diode equation," *J. Appl. Phys.*, vol. 82, no. 8, pp. 4067–4075, Oct. 1997.
- [13] I. Neokosmidis, T. Kamalakis, J. W. Walewski, B. Inan, and T. Sphicopoulos, "Impact of nonlinear LED transfer function on discrete multitone modulation: Analytical approach," *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 22, pp. 4970–4978, Nov. 2009.
- [14] T. Kamalakis, J. Walewski, G. Ntogari, and G. Mileounis, "Empirical Volterra-series modeling of commercial light-emitting diodes," *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 14, pp. 2146–2155, Jul. 2011.
- [15] R. P. Green, J. J. D. McKendry, D. Massoubre, E. D. Gu, M. D. Dawson, and A. E. Kelly, "Modulation bandwidth studies of recombination processes in blue and green InGaN quantum well micro-light-emitting diodes," *Applied Physics Letters* **102** (2013).
- [16] B. Galler, P. Drechsel, R. Monnard, P. Rode, P. Stauss, S. Froehlich, W. Bergbauer, M. Binder, M. Sabathil, B. Hahn, and J. Wagner, "Influence of indium content and temperature on Auger-like recombination in InGaN quantum wells grown on (111) silicon substrates," *Applied Physics Letters* **101** (2012).
- [17] E. F. Schubert, N. E. J. Hunt, R. J. Malik, M. Micovic, and D. L. Miller, "Temperature and modulation characteristics of resonant-cavity light-emitting diodes," *Journal of Lightwave Technology* **14**, 1721-1729 (1996).
- [18] E. F. Schubert, T. Gessmann, and J. K. Kim, *Light emitting diodes* (Wiley Online Library, 2006).
- [19] *Fabrication and Characterization of AlGaIn/GaN High Electron Mobility Transistors* by Peter Javorka (2004).
- [20] Light detection and images by Prof. Esteban Sanchis / Prof. Juan B. Ejea from the University of Valencia, Spain.

Capítulo 4 "Modelos de enlaces para sistemas Comunicación de Luz Visible.

4.1- Introducción.

Un paso importante en el diseño de un sistema de comunicaciones de luz visible (VLC) es comprender las limitaciones derivadas del canal óptico inalámbrico. La caracterización exacta del canal es un requisito previo importante para establecer los parámetros del sistema de manera adecuada a fin de establecer un enlace de alta calidad, ya que permite una mejor explotación de la energía disponible y los recursos espectrales con el fin de optimizar el diseño del sistema. También es necesario un modelo de canal preciso para predecir con precisión el rendimiento de los sistemas VLC.

En este capítulo, se aborda el modelado de canales para sistemas VLC que se centran principalmente en sistemas interiores. Después de esta introducción, se ofrece una descripción general de los diferentes modos de propagación. Luego, se describen las consideraciones del canal para el receptor IM/DD y posteriormente las limitaciones del canal e interferencia inter-símbolo (ISI).

4.2- Coherencia espacial: modelo de distribución Lambertiano.

En primer lugar, se consideran superficies difusas, ópticamente rugosas, que reflejan una porción de la luz entrante con intensidad radiante distribuida uniformemente en todas las direcciones. Una superficie lambertiana se verá igualmente brillante desde cualquier dirección para cualquier dirección de iluminación. En otras palabras, la intensidad reflejada es independiente de la dirección de visualización. Ejemplos de tales superficies incluyen tela de algodón, muchas alfombras, papel mate y pinturas mate. La figura 4.1 muestra un esquema Lambertiano en donde la luz se distribuye uniformemente en la superficie plana.

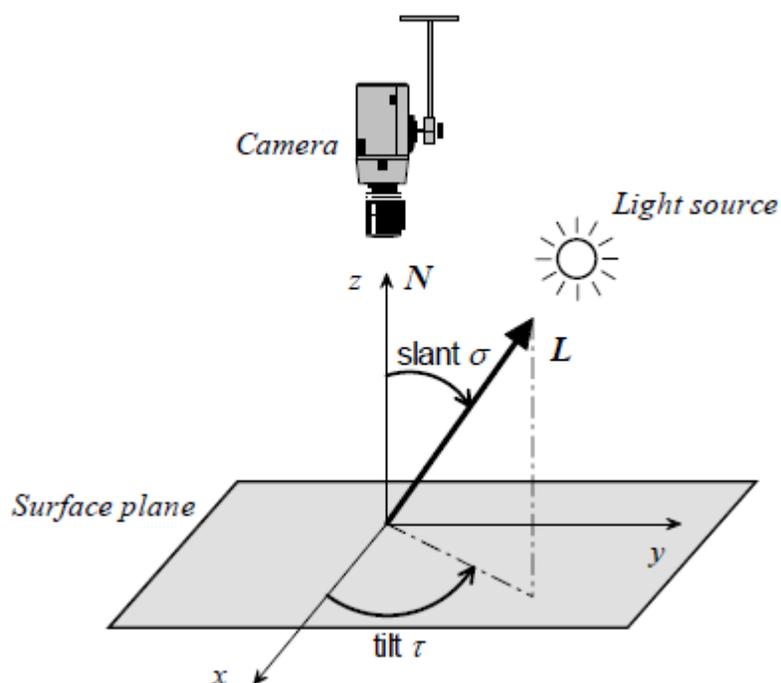


Figura 4.1 Geometría de iluminación: las definiciones del ángulo de inclinación τ y el ángulo de inclinación σ [1].

Sin embargo, la intensidad lumínica dada en W/sr que expresa la concentración de luz radiada en una dirección específica depende de la orientación de la fuente de luz en relación con la superficie. Matemáticamente, esto se representa como el producto escalar del vector derivado de la superficie con el vector iluminante, y esto forma la Ley de Lambert [1], dada por la ecuación:

$$i(x,y) = \rho\lambda(N \cdot L) = \rho\lambda \frac{p \cos \tau \sin \sigma - q \sin \tau \sin \sigma + \cos \sigma}{\sqrt{p^2 + q^2 + 1}} \quad (4.1)$$

donde $i(x,y)$ es la intensidad de la imagen; σ y τ son los ángulos de inclinación e inclinación del vector de iluminación; ρ es albedo de superficie, un coeficiente dependiente del material y λ es la intensidad de la fuente de luz.

El vector unitario normal a la superficie $s(x,y)$ en el punto (x,y) , viene dado por la ecuación:

$$N = \left(\frac{-p}{\sqrt{p^2 + q^2 + 1}}, \frac{-q}{\sqrt{p^2 + q^2 + 1}}, \frac{1}{\sqrt{p^2 + q^2 + 1}} \right) \quad (4.2)$$

Las derivadas parciales de superficie medidas a lo largo de los ejes (x, y) son:

$$p = \frac{\partial s(x,y)}{\partial x} \quad \text{y} \quad q = \frac{\partial s(x,y)}{\partial y} \quad (4.3)$$

El vector unitario hacia la fuente de luz es:

$$L = (\cos\tau \cdot \sin\sigma, \sin\sigma \cdot \sin\tau, \cos\sigma) \quad (4.4)$$

Para usar la ley lambertiana tenemos que hacer los siguientes supuestos:

1. La superficie es idealmente difusa, donde la luz incidente se redistribuye igualmente en todas las direcciones, y la relación entre la potencia electromagnética incidente con respecto a la potencia que es reflejada en una interfase es uniforme. La situación en la que la superficie no es uniforme puede tratarse con ρ y λ .
2. El espectador está lejos de la superficie en relación con el tamaño de la superficie de prueba, por lo que se puede suponer la proyección ortográfica en el sistema de imagen.
3. Se supone que las fuentes de luz son infinitas desde la superficie, de modo que la energía de la fuente de luz no depende de la posición de la superficie. En otras palabras, supone que la iluminación es constante en toda la superficie.

4. Para un modelo lambertiano perfecto, se ignoran tanto las sombras propias como las proyectadas, así como las interreflexiones, la cual describe la luz reflejada por los objetos que no son brillantes o especulares.
5. Solo consideramos el ángulo de incidencia θ de 0 a 90 grados. Los ángulos mayores (donde el $N \cdot L$ es negativo) están bloqueados por la superficie y la energía reflejada es 0. La luz incide en la parte posterior de la superficie, lo que significa que está bloqueada por el objeto.
6. El modelo lambertiano no puede describir reflexiones especulares, o reflejos, que ocurren en lugares donde la dirección de la reflexión directa es igual a la dirección de visualización.

4.3- Enlaces de propagación.

Cuando existe una ruta de línea de vista (LOS, line of sight) entre el transmisor y el receptor, los enlaces de propagación se pueden clasificar en dos categorías: enlace (LOS) y enlace sin línea de vista (NLOS, non line of sight). Dado que en LOS la ruta directa entre transmisor y receptor domina y la potencia de las rutas reflejadas es mucho menor, un sistema inalámbrico LOS generalmente tiene una mayor eficiencia en potencia. Sin embargo, la vulnerabilidad del canal óptico es un problema complicado. Cuando la ruta LOS está bloqueada por objetos en movimiento, el rendimiento del sistema se deterioraría rápidamente, incluso provocando la interrupción de la comunicación. Mientras que para un sistema inalámbrico NLOS, las luces irradiadas por el transmisor se reflejan en las superficies del techo o las paredes dentro de una habitación. En comparación con los escenarios de enlace LOS, la propagación por trayectos múltiples mejora la solidez de los sistemas VLC basados en enlaces NLOS. Incluso cuando existen barreras entre el transmisor y el receptor, las señales a través de las rutas reflejadas aún se pueden detectar.

Teniendo en cuenta la direccionalidad del transmisor y el receptor, los enlaces de propagación VLC también podrían clasificarse en tres categorías: enlace dirigido, enlace no dirigido y enlace híbrido. Para el enlace dirigido, el transmisor y el receptor se apuntan directamente entre sí con un semiángulo estrecho y un campo de visión

(FOV, field of view) que se refiere al ángulo abarcable a través del cual se puede detectar la radiación electromagnética que se desee capturar. Por lo tanto, el sistema basado en enlace dirigido tiene una alta eficiencia en potencia. Mientras está en el enlace no dirigido, tanto el transmisor como el receptor tienen semiángulos anchos para facilitar su uso. En cuanto al enlace híbrido, el transmisor y el receptor tienen una direccionalidad diferente (transmisor semiángulo estrecho en combinación con receptor FOV ancho o transmisor semiángulo ancho en combinación con receptor FOV estrecho). Las clasificaciones de estos enlaces de propagación se muestran en la Fig. 4.2.

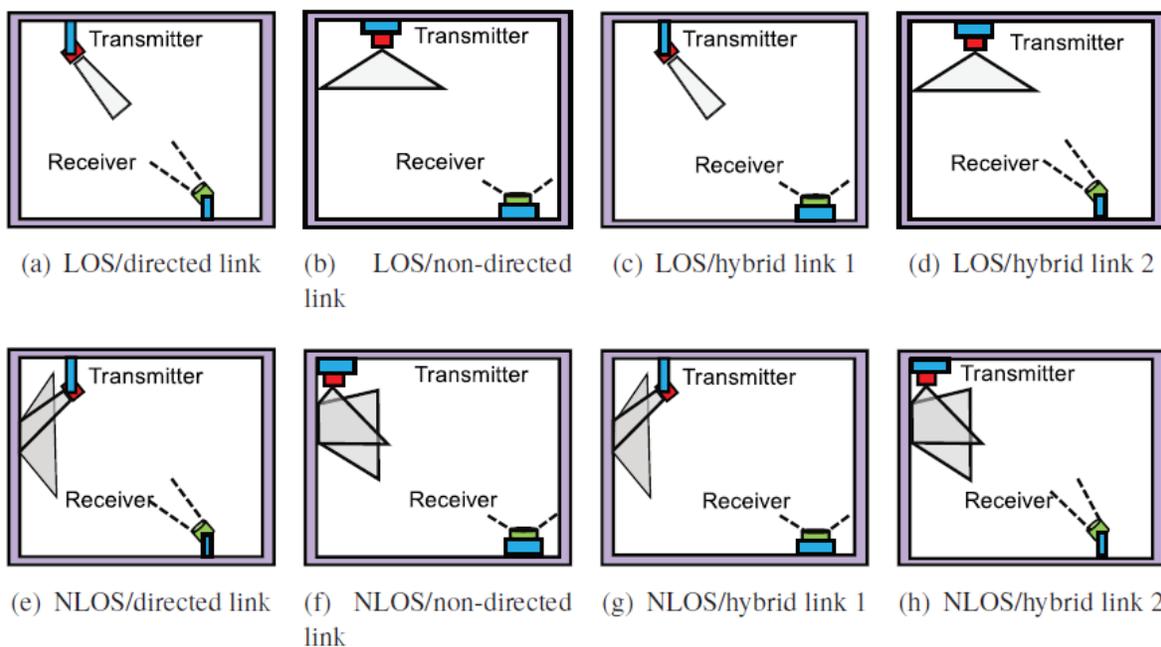


Figura 4.2 Clasificación de los enlaces de propagación [2].

En las comunicaciones de radiofrecuencia convencionales, la propagación por trayectos múltiples podría causar la variación de la magnitud de las señales electromagnéticas recibidas y la interferencia entre símbolos. Por el contrario, VLC generalmente está libre de desvanecimiento por trayectos múltiples porque el área de detección física del fotodiodo es mucho más grande que la longitud de onda cuadrada de la luz. Por lo general, el área activa de los fotodiodos (PD) en los receptores VLC es de aproximadamente millones de longitudes de onda cuadradas.

Dado que la fotocorriente total generada es proporcional a la integral de la potencia óptica en toda el área de superficie del PD, esto proporcionará una diversidad espacial inherente. Por lo tanto, los sistemas VLC para interiores no están sujetos a desvanecimientos por trayectos múltiples [6,8]. Sin embargo, la propagación por trayectos múltiples de las señales emitidas en estos sistemas crea dispersión temporal y por ende interferencia intersimbólica (ISI), lo que limitará la velocidad de transmisión [7]. El tamaño inherente del fotodiodo podría tratarse como un conjunto de antenas bidimensionales, que proporciona diversidad espacial para eliminar el efecto de desvanecimiento por trayectos múltiples.

4.3.1- Enlace LOS.

Para la mayoría de los LED, se aplica la ley de Lambert generalizada, que indica que la intensidad radiante es relevante para el coseno del ángulo θ entre la luz emitida y la normal a la superficie del LED [2]. La intensidad radiante se puede expresar como [21]:

$$R(\theta) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\theta) P_{LED}, \quad (4.5)$$

donde P_{LED} es la potencia radiada total, que viene dada por:

$$P_{LED} = \int_{\lambda} P(\lambda) d\lambda, \quad (4.6)$$

donde $P(\lambda)$ es la distribución de potencia espectral y m es el orden de emisión Lambertiana, que depende del semiángulo a media iluminancia del LED $\Phi_{1/2}$, es decir,

$$m = -\frac{\ln 2}{\ln \cos \Phi_{1/2}}. \quad (4.7)$$

El coeficiente $\frac{m+1}{2\pi}$ asegura que la integración de la intensidad radiante sobre la superficie de un hemisferio sea igual a la potencia óptica total.

Cuando la distancia se define como d , la irradiancia puede ser dada por:

$$E_e(d) = \frac{R(\theta)}{d^2}. \quad (4.8)$$

Para el receptor óptico, la potencia óptica detectada es proporcional al área efectiva de recolección de señal, que viene dada por:

$$A_e(\psi) = \begin{cases} Af(\psi)g(\psi) \cos(\psi), & \text{if } 0 \leq \psi \leq \Psi_c, \\ 0, & \text{if } \psi > \Psi_c, \end{cases} \quad (4.9)$$

donde ψ es el ángulo incidente, A es el área física del fotodetector, Ψ_c es el FOV del concentrador, $f(\psi)$ y $g(\psi)$ indican la ganancia del filtro óptico y la ganancia del concentrador, respectivamente. Para un concentrador sin imagen, $g(\psi)$ puede expresarse como [2]:

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2(\Psi_c)}, & \text{if } 0 \leq \psi \leq \Psi_c, \\ 0, & \text{if } \psi > \Psi_c, \end{cases} \quad (4.10)$$

donde n es el índice de refracción interno. Por lo tanto, la potencia óptica recibida se puede obtener mediante:

$$P_r = E_e(d)A_e(\psi). \quad (4.11)$$

Para el canal VLC, la respuesta de frecuencia es relativamente plana cerca de DC y solo se considera la ruta LOS para calcular la ganancia de DC. De (3.8) y (3.9), se puede expresar como:

$$H_{\text{LOS}} = \begin{cases} \frac{(m+1)A}{2\pi d^2} \cos^m(\theta) f(\psi) g(\psi) \cos(\psi), & \text{if } 0 \leq \psi \leq \Psi_c, \\ 0, & \text{if } \psi > \Psi_c. \end{cases} \quad (4.12)$$

Se puede observar a partir de (4.12) que si el área física del fotodetector A , la ganancia del filtro óptico $f(\psi)$ y la ganancia del concentrador $g(\psi)$ son fijas, la ganancia de DC depende de la distancia d entre el transmisor y el receptor, el ángulo de irradiación θ y el ángulo de irradiación incidente ψ . Si el receptor VLC se está moviendo en la habitación, es importante ajustar algunos de esos factores para garantizar el rendimiento del sistema VLC.

4.3.2- Enlace NLOS.

En el caso del enlace NLOS, la ganancia de DC se calcula a través de los múltiples reflejos de las superficies de una habitación. La respuesta al impulso de múltiples rebotes se expresa como [2]:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; P(\lambda)), \quad (4.13)$$

donde k es el número de rebotes. Para el i -ésimo camino reflejado, el punto de rebote ($i-1$) se considera una fuente de iluminación virtual que obedece la ley de Lambert y el i -ésimo punto de rebote se trata como un receptor virtual. Después de k rebotes, la respuesta al impulso se puede calcular de forma recursiva, que viene dada por:

$$h^{(k)}(t; P(\lambda)) = \frac{1}{P_{\text{LED}}} \int_s [L_1 L_2 \cdots L_{k+1} P_n^{(k)} \text{rect}\left(\frac{\psi_{k+1}}{\Psi_c}\right) \times \delta\left(t - \frac{d_1 + d_2 + \cdots + d_{k+1}}{c}\right)] dA_s, \quad (4.14)$$

donde dA_s es un área de reflexión pequeña, $\text{rect}(\cdot)$ es la función rectangular, es decir,

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & \text{if } |x| \leq 1, \\ 0, & \text{if } |x| > 1, \end{cases} \quad (4.15)$$

$\delta(\cdot)$ es la función delta, c es la velocidad de la luz, d_1, d_2, \dots , y d_{k+1} son la distancia de cada ruta durante k rebotes, L_1, L_2, \dots, L_{k+1} son pérdida de ruta / ganancia de DC de cada ruta durante k rebotes, que se expresan como:

$$L_1 = \frac{(m+1)A_{\text{ref}}}{2\pi d_1^2} \cos^m(\theta_1) \cos(\psi_1), \quad (4.16)$$

$$L_2 = \frac{A_{\text{ref}}}{\pi d_2^2} \cos(\theta_2) \cos(\psi_2), \quad (4.17)$$

$$L_{k+1} = \frac{A_{\text{PD}}}{\pi d_{k+1}^2} \cos(\theta_{k+1}) f(\psi_{k+1}) g(\psi_{k+1}) \cos(\psi_{k+1}), \quad (4.18)$$

y $P_n^{(k)}$ denota la potencia óptica de la luz reflejada después de k -rebotes, que viene dada por:

$$P_n^{(k)} = \int_{\lambda} P(\lambda) \gamma_1(\lambda) \gamma_2(\lambda) \cdots \gamma_k(\lambda) d\lambda, \quad (4.19)$$

donde $\gamma_i(\lambda)$ es la reflectancia espectral de la superficie en el i -ésimo rebote.

Cuando se supone que la reflectancia espectral es independiente de la longitud de onda, es decir, $\gamma(\lambda) = \gamma$, la ganancia de DC basada en la primera reflexión viene dada por:

$$H_{\text{ref}}^{(1)} = \int_s \frac{(m+1)A}{2\pi^2 d_1^2 d_2^2} \gamma \cos^m(\theta_1) \cos(\theta_2) f(\psi) g(\psi) \cos(\psi_1) \cos(\psi_2) dA_s. \quad (4.20)$$

4.4- Consideraciones del canal para el receptor IM/DD (Intensity Modulation/Direct Detection).

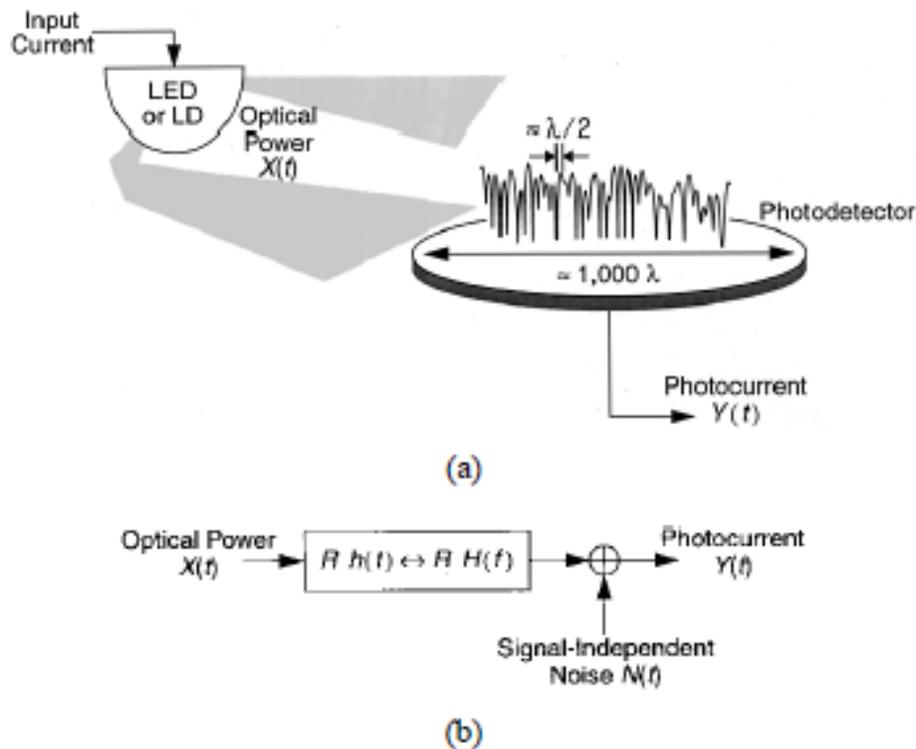


Figura 4.3. (a) Transmisión y recepción en un enlace infrarrojo con IM / DD. (b) Enlace de modelado como un sistema lineal de banda base invariante en el tiempo que tiene una respuesta al impulso $h(t)$, con ruido aditivo independiente de la señal $N(t)$. El fotodetector tiene una capacidad de respuesta R [4].

El modelado de canales infrarrojos con IM / DD se ilustra en la Fig. 4.3. La forma de onda transmitida $X(t)$ es la potencia óptica instantánea del emisor infrarrojo. La forma de onda recibida $Y(t)$ es la corriente instantánea en el fotodetector receptor, que es proporcional a la integral sobre la superficie del fotodetector de la potencia óptica instantánea total en cada ubicación. Como se indica en la Fig. 4.3 (a), el campo eléctrico recibido generalmente muestra una variación espacial de magnitud y fase, de modo que se experimentaría un "desvanecimiento por trayectos múltiples" si el detector fuera más pequeño que una longitud de onda. Afortunadamente, las áreas de detección típicas son millones de longitudes de onda cuadradas, lo que conduce a una diversidad espacial que evita el desvanecimiento por trayectos múltiples. Por lo tanto, cuando el detector se mueve una distancia del orden de una longitud de onda, no se observa ningún cambio en el canal. A medida que la potencia óptica transmitida $X(t)$ se propaga a lo largo de varios caminos de diferentes longitudes, los canales infrarrojos aún están sujetos a distorsiones inducidas por múltiples trayectorias. Esta distorsión es más pronunciada en los enlaces que utilizan transmisores y receptores no direccionales, y especialmente cuando se emplea la propagación sin LOS. El canal se puede modelar como un sistema lineal de banda base, con potencia de entrada instantánea $X(t)$, corriente de salida $Y(t)$ y una respuesta de impulso $h(t)$, como se muestra en la Fig. 4.3 (b). Alternativamente, el canal se puede describir en términos de la respuesta de frecuencia:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.21)$$

que es la transformada de Fourier de $h(t)$. Por lo general, es apropiado modelar el canal $h(t) \Leftrightarrow H(f)$ como fijo, ya que generalmente cambia solo cuando el transmisor, el receptor o los objetos en la habitación se mueven decenas de centímetros. La relación lineal entre $X(t)$ y $Y(t)$ es una consecuencia del hecho de que la señal recibida consta de muchos modos electromagnéticos [4]. Por el contrario, observamos que cuando IM / DD se emplea en fibras ópticas dispersivas de modo único, la relación entre $X(t)$ y $Y(t)$ es a veces no lineal [9].

En muchas aplicaciones, los enlaces infrarrojos se operan en presencia de infrarrojos intensos y luz de fondo visible. Si bien la luz de fondo recibida se puede minimizar mediante el filtrado óptico, aún agrega ruido de disparo, que generalmente es la fuente de ruido limitante en un receptor bien diseñado. Debido a su alta intensidad, este ruido de disparo puede modelarse como blanco, gaussiano [5] e independiente de $X(t)$. Cuando hay poca o ninguna luz ambiental, la fuente de ruido dominante es el ruido del preamplificador del receptor, que también es independiente de la señal y gaussiano (aunque a menudo no blanco). Por lo tanto, generalmente modelamos el ruido $N(t)$ como gaussiano e independiente de la señal. Esto contrasta con el ruido de Poisson dependiente de la señal considerado en los modelos de canales de conteo de fotones. Las lámparas fluorescentes emiten infrarrojos que se modulan de manera casi periódica; cuando está presente, esto agrega un componente cicloestacionario a $N(t)$.

Nuestro modelo de canal de banda base se resume en:

$$Y(t) = RX(t) \otimes h(t) + N(t). \quad (4.22)$$

donde el símbolo " \otimes " denota convolución y R es la capacidad de respuesta del detector (A / W). Mientras que (4.22) es simplemente un canal de filtro lineal convencional con ruido aditivo, los sistemas infrarrojos difieren de los sistemas eléctricos o de radio convencionales en varios aspectos. Debido a que la entrada del canal $X(t)$ representa la potencia óptica instantánea, la entrada del canal no es negativa:

$$X(t) \geq 0 \quad (4.23)$$

y la potencia óptica transmitida promedio P_t viene dada por:

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (4.24)$$

en lugar del promedio de tiempo habitual de $|X(t)|^2$, que es apropiado cuando $X(t)$ representa la amplitud. La potencia óptica promedio recibida viene dada por:

$$P = H(0)P_t \quad (4.25)$$

donde la ganancia de DC del canal es $H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)d(t)$. El rendimiento de un enlace digital a velocidad de bits R_b está relacionado con la SNR eléctrica del receptor:

$$\text{SNR} = \frac{R^2 P^2}{R_b N_0} = \frac{R^2 H^2(0) P_t^2}{R_b N_0} \quad (4.26)$$

suponiendo que $N(t)$ está dominado por un componente gaussiano blanco que tiene densidad espectral de potencia de doble cara N_0 . De (3.26), se puede apreciar que la SNR depende del cuadrado de la potencia óptica promedio recibida, lo que implica que el infrarrojo IM / DD los enlaces deben transmitir a una potencia relativamente alta y pueden tolerar solo una pérdida de ruta limitada. Esto contrasta con el caso de los canales convencionales, donde la SNR es proporcional a la primera potencia de la potencia promedio recibida.

4.5- Dispersión multitrayecto.

En comunicaciones ópticas, la señal del portador de información tiene una frecuencia de aproximadamente 10^{14} Hz. Por lo general, el área activa del fotodiodo (PD) en los receptores VLC es de aproximadamente millones de longitudes de onda cuadradas. Dado que la fotocorriente total generada es proporcional a la integral de la potencia óptica en toda el área de superficie del PD, esto proporcionará una diversidad espacial inherente. Por lo tanto, los sistemas VLC para interiores no están sujetos a desvanecimientos por trayectos múltiples como se había mencionado anteriormente. El canal puede considerarse en su mayor parte como invariante en el tiempo (excepto cuando se produce sombra o bloqueo del haz) [10]. Sin embargo, la propagación por trayectos múltiples de las señales emitidas en estos sistemas conduce a la dispersión del tiempo y al ISI, lo que limitará la velocidad de transmisión.

La intensidad de la señal recibida en la superficie PD incluye contribuciones de los LOS (con respecto a los transmisores), así como de los reflejos de paredes u objetos dentro de la habitación [11]. Para la contribución LOS, la respuesta del canal está modelada por pulsos Dirac, mientras que, para la parte difusa, está representada por un modelo de esfera integradora [12]. El componente difuso es casi constante y depende de las propiedades de la habitación y del tamaño de apertura Rx.

Para realizar un análisis más detallado, se presenta un estudio del caso. Considere una habitación de dimensión $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ con una solo Tx en el centro del techo. El Rx se coloca a una altura de 0,5 m que corresponde a un escritorio típico. Para una potencia óptica de transmisión de 2W, $\phi_{1/2}$ de 60° , $I(0)$ de 200 Lux a 700 mA de corriente, cuatro LED, Rx FOV de 60° , área de superficie PD de 16 mm^2 , ρ de 0.8, un filtro óptico de ganancia unitaria y una lente en PD con un índice de refracción de 1.5, las distribuciones de potencia óptica recibidas correspondientes a la ruta LOS y las trayectorias múltiples (solo las reflexiones de primer orden) se muestran en la Figura 3.4a y b, respectivamente.

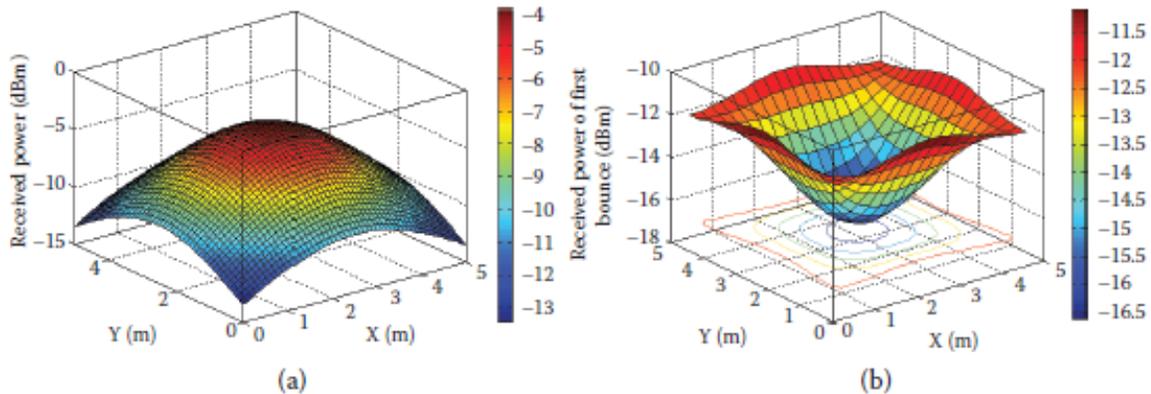


Figura 4.4 Distribución de potencia óptica recibida correspondiente a (a) LOS y (b) trayectos múltiples de reflexión de primer orden. Sala de $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$, altura Rx 0,5m [3].

Notamos que el impacto de los reflejos de trayectos múltiples es más significativo en las esquinas de las habitaciones. Sin embargo, tienen un impacto mucho menor cuando el Rx se encuentra debajo del Tx, lo cual es bastante lógico ya que el LOS tiene la contribución principal en la señal recibida.

En la mayoría de los casos prácticos, sin embargo, la influencia del componente difuso está enmascarada por el fuerte componente LOS. En [13] se muestra que no tiene una influencia significativa en el ancho de banda general del canal. De hecho, para las dimensiones típicas de la sala, la dispersión del tiempo del canal correspondiente al componente LOS es insignificante [13]. Por ejemplo, considerando una habitación de dimensión $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ con configuración TxS como se muestra en la Figura 4.5, el retraso máximo entre dos rutas LOS es de alrededor de 5.5 ns solamente.

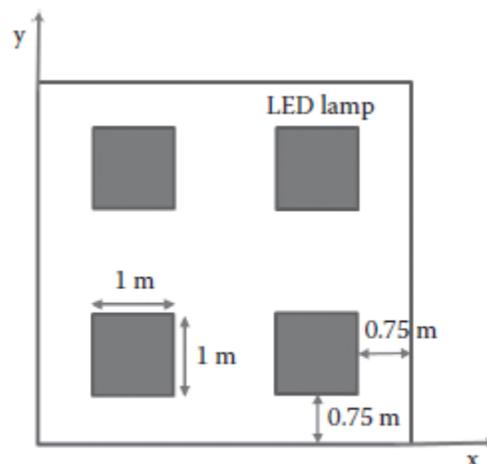


Figura 4.5 Ejemplo de diseño de iluminación de techo con cuatro LED de $1 \times 1 \text{ m}^2$ separados 7 cm con un número total de 900 chips. (Adaptado de Grubor, J., et al., J. Lightwave Technol., 26, 3883–3892, 2008.) [3].

En general, la limitación de ISI depende del escenario de transmisión y las propiedades de la sala, y puede cuantificarse evaluando la frecuencia de corte del canal. Considere un ancho de banda de modulación de LED de 20 MHz (que es el caso cuando se realiza el filtrado azul), el período del símbolo Nyquist está limitado

a 25 ns, e ISI ocurrirá si los símbolos de datos transmitidos experimentan retrasos mayores. de 12.5 ns, suponiendo que los LED se controlan de forma sincrónica. Los resultados de la simulación proporcionados en [13] mostraron que la limitación del ancho de banda del canal corresponde al ancho de banda mínimo de 90 MHz en la peor ubicación en la superficie del escritorio, que está significativamente por encima de la limitación de 20 MHz del propio LED. Como resultado, el canal puede considerarse efectivamente como frecuencia no selectiva (plana) sobre el ancho de banda de interés.

Tenga en cuenta que, como alternativa a la frecuencia de corte, la velocidad de transmisión de bits R_b se puede utilizar dada la propagación del retardo RMS τ como [14]:

$$R_b \leq \frac{1}{10\tau} \quad (4.27)$$

Debe notarse que en salas grandes como salas de conferencias donde tenemos una diferencia notable entre los retrasos del camino óptico, podemos estar preocupados con ISI para velocidades de transmisión de datos más altas. Este es especialmente el caso cuando el Rx se coloca en la esquina de la habitación, donde el componente de propagación difusa se vuelve predominante [15]. En tales casos, se deben utilizar esquemas de modulación avanzados.

Tenga en cuenta que, además de las dimensiones de la sala, la dispersión del canal también depende del FOV del receptor y de la distancia entre el Tx y el Rx. Cuando se usan ángulos de divergencia de haz más pequeños en la Tx o Rx's de FOV más pequeños, la dispersión se debe a la dispersión y reflejos por trayectos múltiples y, por lo tanto, se reduce la ISI. Este es el caso de los enlaces dirigidos rastreados. Tales sistemas pueden soportar velocidades de transmisión de datos de más de 100 Mbps [16,17] pero requieren mecanismos de seguimiento sofisticados para garantizar la conectividad del enlace. Por otro lado, el patrón de radiación Tx se puede optimizar para mejorar las propiedades del enlace. Más específicamente, podemos optimizar el orden Tx Lambertiano mediante el uso de un difusor de haz para maximizar la ganancia de la ruta LOS y minimizar el ISI. Esto

es particularmente interesante en escenarios multicelda. Consideramos tres tamaños diferentes de habitación y configuraciones de celda como se especifica en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Especificación de los sistemas de VLC para interiores estudiados [3].

Parameters	Values
LED wavelength (λ)	(500–1000) nm
LED power	200 mW
Half angle FOV of receiver	60 (deg.)
Active area of photodiode	16 mm ²
Gain of optical filter	1.0
Refractive index of a lens at a photodiode	1.5
Reflection coefficient (wall, ceiling, floor)	(0.8, 0.8, 0.3)
Room A (width, length, height)	5 × 5 × 3 m
Number of cells	4
Cell radius (r)	1.77 m
OLO	5.7
Room B (width, length, height)	4 × 6 × 3 m
Number of cells	6
Cell radius (r)	1.41 m
OLO	9
Room C (width, length, height)	5 × 5 × 3 m
Number of cells	9
Cell radius (r)	1.17 m
OLO	13

Note: FOV, field of view; OLO, optimum Lambertian order.

Hemos mostrado en la Figura 4.6 el CIR (Channel Impulse Response) normalizado para los tres casos de las habitaciones A, B y C en la Tabla 4.1, donde se utilizan el LED típico de primer orden lambertiano y el orden lambertiano optimizado. Notamos que para la Sala A en la Figura 3.6a, la amplitud de CIR correspondiente a LOS aumenta de 43.5% a 72% usando el Orden Óptimo Lambertiano (OLO). Además, el componente LOS aumenta de 35.6% a 81.6% y de 25.6% a 80.3% al usar OLO para los otros dos casos de las Salas B y C, que se

muestran en la Figura 4.6b y c, respectivamente. Al mismo tiempo, la contribución de los caminos reflejados, y por lo tanto la ISI, disminuye significativamente.

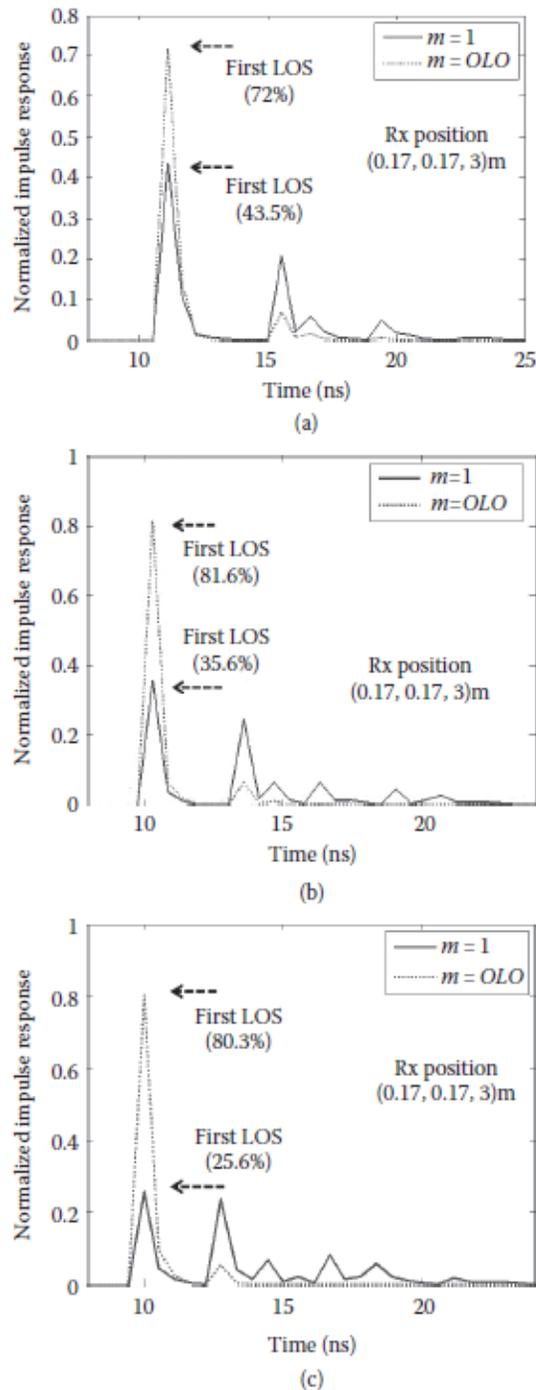


Figura 4.6 El CIR normalizado cuando se utilizan fuentes de luz de primer orden y de orden lambertino optimizado en configuraciones de la: (a) Sala A, (b) Sala B y (c) Sala C [3].

También hemos mostrado en la Figura 4.7 el perfil de la propagación del retardo RMS para diferentes posiciones Rx para los patrones de fuente no optimizados y optimizados para el caso de un escenario de cuatro celdas y un tamaño de habitación de $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$. La propagación del retardo RMS promedio mediante el uso de OLO disminuye de $\sim 1.5 \text{ ns}$ a $\sim 0.4 \text{ ns}$ y la propagación del retardo RMS máximo que corresponde a las esquinas de la habitación disminuye de $\sim 2.3 \text{ ns}$ a $\sim 0.5 \text{ ns}$ [20].

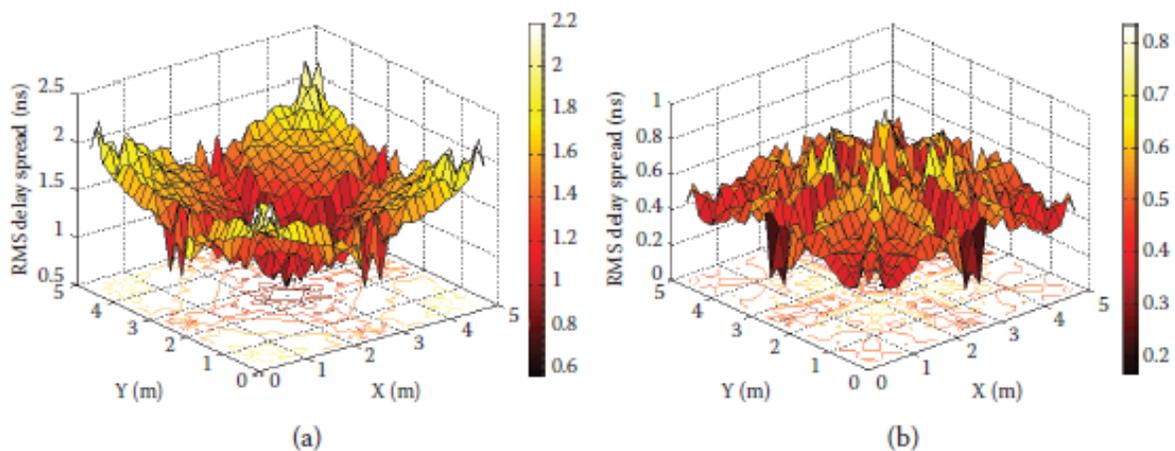


Figura 4.7 La distribución espacial de la demora RMS se extendió con y sin OLO en una sala de cuatro celdas de $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$: (a) con $m = 1$ y (b) con $m = \text{OLO}$ [3].

En el caso de múltiples fuentes emisoras, el factor principal que afecta la selectividad de frecuencia del canal es la asimetría entre las múltiples rutas LOS en lugar de las reflexiones de trayectos múltiples [18,19]. De hecho, la extensión del retardo RMS es una medida útil para comparar el grado de selectividad de frecuencia de las diferentes configuraciones de enlace. Sin embargo, su valor absoluto no puede usarse para determinar la limitación en la velocidad de transmisión [18]. Se puede recurrir a la frecuencia de corte de 3 dB del canal para determinar el grado de selectividad de frecuencia del canal. Sin embargo, esta métrica tiene un interés limitado en la práctica, excepto en el caso de un canal

puramente difuso, es decir, LOS bloqueado. De lo contrario, el comportamiento oscilante de la respuesta de frecuencia debido a la contribución del componente LOS hace que el ancho de banda de 3 dB no tenga sentido [18,19]. En [18,19] se muestra que una métrica útil para cuantificar la cantidad de ISI es la relación señal-ISI (SIR), definida como la relación de las potencias recibidas correspondientes a la señal "deseada" e ISI, respectivamente. Al definir el ISI en la señal muestreada en el Rx, el interés de esta métrica se demostró en [18]. Además, teniendo en cuenta el efecto del filtro Rx, se demostró que un filtro de paso bajo Bessel simple es preferible al filtro adaptado (suponiendo una sincronización de tiempo perfecta en el Rx) ya que proporciona un SIR más alto a velocidades de datos relativamente altas.

4.6- Conclusiones.

Un paso importante en el diseño de un sistema de comunicaciones de luz visible (VLC) es comprender las limitaciones que surgen del canal óptico inalámbrico. La caracterización precisa del canal es un requisito importante para establecer los parámetros del sistema de manera adecuada con el fin de establecer un enlace de alta calidad, ya que permite una mejor explotación de la energía disponible y los recursos espectrales con el fin de optimizar el diseño del sistema. También es necesario un modelo de canal preciso para predecir con precisión el rendimiento de los sistemas VLC.

En este capítulo se analizó el modelo de distribución Lambertiano, los diferentes enlaces de propagación para sistemas VLC en interiores, las consideraciones del canal para el receptor IM/DD y la dispersión multitrayecto.

Referencias.

- [1] Mathematical and Computer Sciences. Chapter 3 “From surface to image”.
- [2] Visible Light Communications Modulation and Signal Processing by Zhaocheng Wang, Qi Wang, Wei Huang, Zhengyuan Xu.
- [3] Visible Light Communications Theory and Applications by Zabih Ghassemlooy, Luis Nero Alves, Stanislav Zvánovec, Mohammad-Ali Khalighi.
- [4] Wireless Infrared Communications by Joseph M. Kahn, Member, IEEE, and John R. Barry.
- [5] Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation by Fritz R. Gfeller and Urs Bapst.
- [6] J. R. Barry, Wireless Infrared Communications, Kluwer Academic, Boston, MA, 1994.
- [7] Z. Ghassemlooy and A. Hayes, Indoor Optical Wireless Communications Systems—Part 1: Review, School of Engineering, Northumbria University, 2003.
- [8] T. Komine and M. Nakagawa, Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights, IEEE Trans. Consum. Electron., vol. 50, no. 1, pp. 100–107, 2004.
- [9] R. D. Gitlin, J. F. Hayes, and S. B. Weinstein, *Data Communications Principles*. New York: Plenum, 1992.
- [10] A. Jovicic, J. Li and T. Richardson, Visible light communication: Opportunities, challenges and the path to market, IEEE Commun. Mag., vol. 51, no. 12, pp. 26–32, 2013.
- [11] J. Grubor, S. Randel, K.-D. Langer and J. W. Walewski, Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting, J. Lightwave Technol., vol. 26, pp. 3883–3892, 2008.
- [12] V. Jungnickel, V. Pohl, S. Noenning and C. Von Helmolt, A physical model for the wireless infrared communication channel, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 20, no. 3, pp. 631–640, 2002.

- [13] J. Grubor, S. Randel, K.-D. Langer and J. W. Walewski, Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting, *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, pp. 3883–3892, 2008.
- [14] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*, CRC, Boca Raton, FL, 2012, ISBN: 978-4398-5188-3.
- [15] P. A. Haigh, Z. Ghassemlooy, S. Rajbhandari, I. Papakonstantinou, and W. Popoola, Visible light communications: 170 Mb/s using an artificial neural network equalizer in a low bandwidth white light configuration, *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 32, no. 9, pp. 1807–1813, 2014.
- [16] V. Jungnickel, V. Pohl, S. Noenning and C. Von Helmolt, A physical model for the wireless infrared communication channel, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 3, pp. 631–640, 2002.
- [17] T. Komine and M. Nakagawa, Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights, *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 100–107, 2004.
- [18] S. Long, M. A. Khalighi, M. Wolf, S. Bourenanne and Z. Ghassemlooy, Investigating channel frequency selectivity in indoor visible light communication systems, *IET Optoelectronics*, vol. 10, no. 3, pp. 80–88, 2016.
- [19] S. Long, M. A. Khalighi, M. Wolf, S. Bourenanne and Z. Ghassemlooy, Channel characterization for indoor visible light communications, *International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, Madeira, Portugal, pp. 75–79, September 2014.
- [20] D. Wu, Z. Ghassemlooy, H. L. Minh, S. Rajbhandari, M.A. Khalighi and X. Tang, Optimization of Lambertian order for indoor non-directed optical wireless communication, *Optical Wireless Communications Workshop, International Conference on Communications in China (ICCC)*, Beijing, China, pp. 43–48, 2012.
- [21] F. R. Gfeller and U. H. Bapst, “Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation,” *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474–1486, Nov. 1979.

Capítulo 5 “Esquemas de Modulación”

5.1- Introducción.

En los últimos años, la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ha sido objeto de una gran atención debido a su capacidad para admitir formatos de modulación espectralmente eficientes y de alto orden, como la modulación de amplitud en cuadratura (QAM). Este esquema es favorecido por su capacidad de compensar la distorsión lineal impuesta por la limitación en el ancho de banda, así como también cuando el canal presenta desvanecimientos no planos. Esto permite una mejora en la potencia y el uso espectral con respecto a los formatos más tradicionales, como el ON-OFF KEYING (OOK), lo que resulta en un aumento de la velocidad de transmisión.

Independientemente de la creciente popularidad de OFDM, los investigadores están buscando formatos de modulación alternativos. Recientemente se han considerado nuevas técnicas multiportadoras para ahorrar ancho de banda del sistema en comunicaciones ópticas inalámbricas al comprimir el espaciado de la subportadora. Un problema importante que debe abordarse es la eficiencia energética, ya que los sistemas OFDM en comunicaciones de luz visible (VLC) exhiben una alta relación de potencia pico a promedio (PAPR) inherente y sufren distorsiones no lineales debido al rango dinámico limitado de las fuentes ópticas.

La modulación de amplitud y fase sin portadora (CAP, Carrierless Amplitude Phase Modulation) es uno de los esquemas espectralmente eficientes que se han propuesto para abordar el desafío de ancho de banda de modulación limitado en la comunicación de luz visible. La tecnología VLC aprovecha los accesorios de iluminación existentes para proporcionar comunicación de datos inalámbrica, lo que lo hace atractivo para muchas aplicaciones. Sin embargo, los diodos del tipo LED de luz blanca disponibles comercialmente que se emplean principalmente en VLC ofrecen anchos de banda de baja modulación que limitan la velocidad de datos

alcanzable. Por lo tanto, la modulación CAP se emplea para mejorar la velocidad de datos alcanzable, principalmente debido a su simplicidad de implementación y alta eficiencia espectral. El esquema CAP también tiene una característica especial, ya que se puede implementar como un esquema de banda única o multibanda que proporciona flexibilidad de diseño [4].

5.2- Modulación OFDM.

5.2.1- Introducción.

En los últimos años, la industria cableada e inalámbrica ha mostrado un gran interés en los esquemas de señalización de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing). De hecho, estos esquemas de señalización se han adoptado en una variedad de aplicaciones como línea de abonado digital asimétrica (ADSL, Asymmetric Digital Subscriber List), transmisión digital de audio (DAB, Digital Audio Broadcasting), transmisión digital de video (DVB, Digital Video Broadcasting) y redes de área local (LAN, Local Area Network) inalámbricas de interior. Este interés creciente se debió a la constatación de que OFDM es un esquema eficiente para transmitir información en un canal de desvanecimiento selectivo de frecuencia sin requerir técnicas complejas de ecualización en el dominio del tiempo. Además, OFDM usa el ancho de banda de manera eficiente y se puede generar / detectar de manera eficiente usando técnicas procesamiento digital de señales (DSP, Digital Signal Processing).

5.2.2- Principios de OFDM.

En un esquema de modulación de una sola portadora, los datos se transmiten secuencialmente en una sola portadora. En un esquema de modulación de múltiples portadoras, por otro lado, un flujo de datos de alta velocidad se divide en varios subflujos de datos de baja velocidad que modulan un conjunto de subportadoras. En consecuencia, el intervalo de señalización de un sistema de múltiples portadoras es mucho mayor que el de un sistema equivalente de una sola portadora, de modo que los efectos de dispersión temporal de un canal de desvanecimiento de múltiples

rutas pueden combatirse de manera eficiente sin requerir técnicas complejas de ecualización en el dominio del tiempo.

Los esquemas de modulación de múltiples portadoras se basaron inicialmente en la tecnología de multiplexación por división de frecuencia (FDM, Frequency Division Multiplexing) convencional para transmitir información en múltiples portadoras. En el transmisor, los espectros de las diferentes subportadoras se asignaron a ranuras de frecuencia no superpuestas y, en el receptor, los subcanales individuales se recuperaron mediante filtros. Posteriormente se propusieron esquemas ortogonales de modulación multiportadora o esquemas OFDM donde los espectros de diferentes subportadoras se asignaron a ranuras de frecuencia superpuestas y se recuperaron subcanales individuales gracias a propiedades ortogonales que eliminaron la diafonía entre los subcanales individuales. Los esquemas ortogonales de múltiples portadoras produjeron una utilización más eficiente del ancho de banda disponible en comparación con los esquemas de múltiples portadoras convencionales.

La investigación sobre OFDM se remonta a la década de 1950. En las décadas de 1950 y 1960, la técnica OFDM se utilizó en varios sistemas de comunicaciones militares de alta frecuencia (HF, High Frequency) como KINEPLEX [1,2], ANDEFT [3] y KATHRYN [15-17]. En la década de 1980, se estudió OFDM para módems de alta velocidad [18-20], comunicaciones móviles digitales [21] y grabación de alta densidad. En la década de 1990, se estudió OFDM para líneas de abonado digital de alta velocidad de bits (HDSL) [22], ADSL [23], línea de abonado digital de muy alta velocidad (VHDSL) [23], DAB [24,25] y DVB [26]. Esta investigación ha dado como resultado la implementación de sistemas OFDM en ADSL [27], DAB [28], DVB [29] y LAN inalámbricas de interior [30-32].

5.2.3- Implementación basada en oscilador.

La estructura de un transmisor y receptor OFDM de banda base basado en un oscilador se muestra en la Figura 5.1. En el transmisor, N símbolos de datos complejos consecutivos modulan N subportadoras ortogonales complejas que luego se agregan y transmiten. La separación de frecuencia entre subportadoras

adyacentes es igual a la inversa del intervalo de señalización T , que es la separación de frecuencia mínima requerida para lograr la ortogonalidad entre dos subportadoras complejas en un intervalo de señalización de longitud T [42-45]. Para esta separación de frecuencias, existe una superposición considerable entre los espectros de las diferentes subportadoras, pero la información aún se puede recuperar de manera confiable. Entonces, un símbolo OFDM viene dado por.

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j \frac{2\pi n t}{T}}, \quad 0 < t < T \quad (5.1)$$

donde X_n es el símbolo de modulación complejo transportado por el subcanal n o por la subportadora n . En el receptor, el n -ésimo símbolo de modulación compleja se recupera multiplicando el símbolo OFDM por el complejo conjugado de la n -ésima subportadora e integrándolo sobre el intervalo de señalización. El n -ésimo símbolo de modulación compleja viene dado por:

$$X_n = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T x(t) e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt \quad (5.2)$$

En un sistema típico, estarían presentes bloques de conversión ascendente y descendente en el transmisor y el receptor, respectivamente, para transformar la señal de banda base en una señal de paso de banda y viceversa.

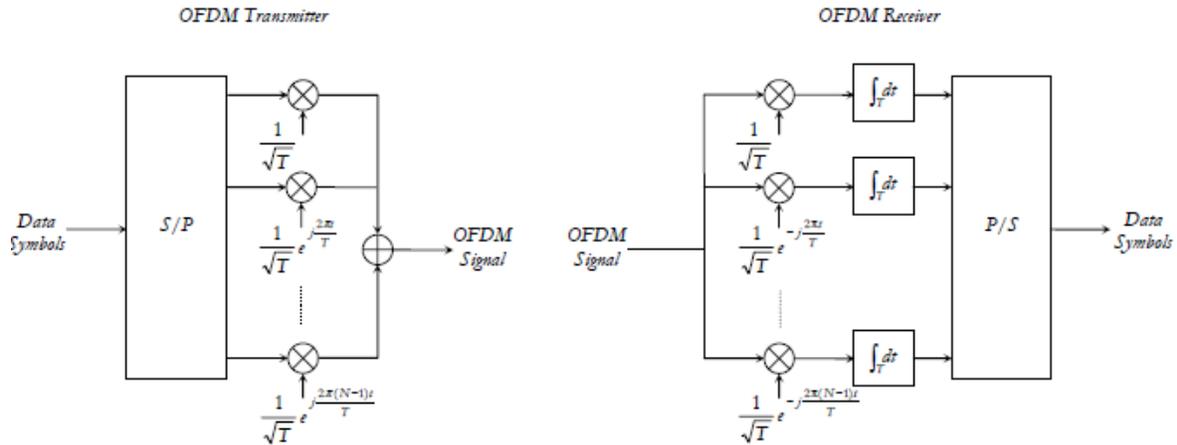


Figura 5.1. Estructura de un transmisor y receptor OFDM de banda base basado en un oscilador.

El funcionamiento de un receptor OFDM se puede ver desde dos perspectivas diferentes. Desde un punto de vista, el receptor correlaciona el conjunto de subportadoras complejas moduladas en el símbolo OFDM entrante con una versión local de cada subportadora compleja. La ortogonalidad implica que la correlación entre dos subportadoras complejas diferentes es cero, pero cuando las subportadoras complejas tienen la misma frecuencia. Por lo tanto, la operación de correlación produce la información transmitida en cada subcanal sin ninguna interferencia entre portadoras (ICI). Desde otro punto de vista, el receptor evalúa la transformada de Fourier de un símbolo OFDM en las frecuencias n/T , $n = 0, \dots, N - 1$. El espectro de un símbolo OFDM viene dado por:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \sqrt{T} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \text{sinc}[(f - n/T)T] e^{-j\pi(f - n/T)T} \quad (5.3)$$

donde

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (5.4)$$

es decir, el espectro de un símbolo OFDM consiste en una serie de funciones $\text{sinc}(\cdot)$ donde el máximo de cada función $\text{sinc}(\cdot)$ corresponde a los cruces por cero de todas las demás funciones $\text{sinc}(\cdot)$ (ver Figura 5.2). Esencialmente, el espectro de un

símbolo OFDM cumple el criterio de Nyquist para una forma de pulso libre de interferencia entre símbolos (ISI), donde en el caso de OFDM la forma de pulso está presente en el dominio de frecuencia y no en el dominio del tiempo. Por lo tanto, la operación de transformación de Fourier produce la información transmitida en cada subcanal sin ningún ICI.

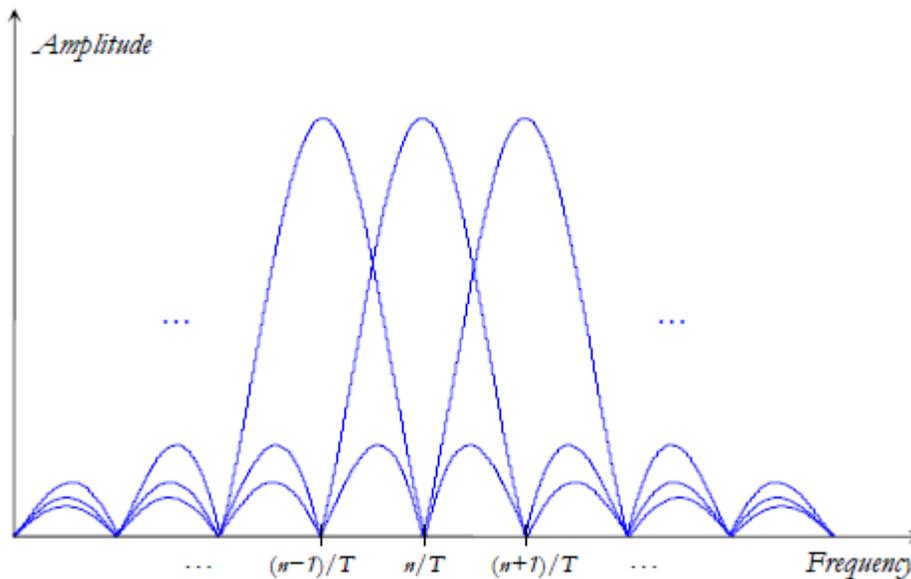


Figura 5.2 Espectro de amplitud de un símbolo OFDM.

5.2.4- Implementación basada en FFT.

Un transceptor OFDM basado en un oscilador comprende un banco de osciladores tanto en el transmisor como en el receptor y, por lo tanto, es muy complejo. Sin embargo, Weinstein y Ebert han demostrado que la generación y detección de OFDM se puede lograr empleando una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) y una transformada de Fourier discreta (DFT) en el transmisor y el receptor, respectivamente [33]. Específicamente, las muestras escaladas $x_k = \sqrt{T/N}x(kT/N)$, $k = 0, \dots, N - 1$, de un símbolo OFDM se pueden generar tomando la IDFT de los símbolos de modulación complejos que se transmitirán en cada subcanal, es decir,

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5.5)$$

y los símbolos de modulación complejos transportados en cada subcanal pueden detectarse tomando la DFT de las muestras escaladas $x_k = \sqrt{T/N}x(kT|N)$, $k = 0, \dots, N-1$, de un símbolo OFDM, es decir,

$$X_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (5.6)$$

Este gran avance muestra que las implementaciones eficientes de un transmisor y receptor OFDM pueden construirse alrededor de la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) y la FFT, respectivamente. La estructura de un transmisor y receptor OFDM de banda base basado en FFT se muestra en la Figura 5.3. En el transmisor, un convertidor de digital a analógico (D / A) convierte la señal de OFDM digital a un formato analógico y, en el receptor, un convertidor de analógico a digital (A / D) convierte la señal de OFDM analógica a un formato digital. En un sistema típico, estarían presentes bloques de conversión ascendente y descendente en el transmisor y el receptor, respectivamente, para transformar la señal de banda base en una señal de paso de banda y viceversa.

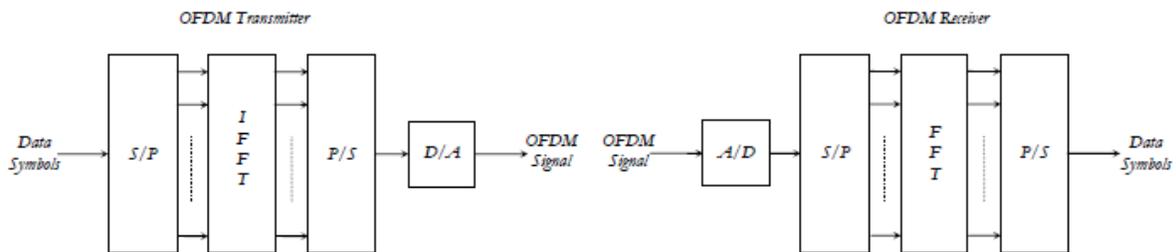


Figura 5.3 Estructura de un transmisor y receptor OFDM de banda base basado en FFT.

En la práctica, N muestras por símbolo OFDM no proporcionan el sobremuestreo necesario para producir la señal de tiempo continuo a partir de la señal de tiempo discreto. Tenga en cuenta que tanto el ancho de banda del símbolo OFDM como la frecuencia de muestreo de salida IFFT son iguales a N/T , es decir, el símbolo OFDM

se muestrea a la frecuencia de Nyquist. Por lo tanto, a partir del espectro de una salida IFFT no muestreada, no se puede usar un filtro con una región de transición de banda de paso a banda de supresión para recuperar el símbolo OFDM de tiempo continuo de sus muestras (ver Figura 5.4). Para proporcionar el sobremuestreo requerido, a menudo se emplea una técnica conocida como relleno de ceros. Esencialmente, las IFFT / FFT de $N' > N$ puntos se utilizan en el transmisor/receptor para generar/detectar un símbolo OFDM de N subcanales. Tras la generación de OFDM, los últimos valores de entrada $N' - N$ IFFT se ponen a cero y tras la detección de OFDM se descartan los últimos $N' - N$ valores de salida FFT. Por lo tanto, a partir del espectro de una salida IFFT sobremuestreada, se puede utilizar un filtro con una región de transición de banda de paso a banda de supresión para recuperar el símbolo OFDM de tiempo continuo de sus muestras (ver Figura 5.5).

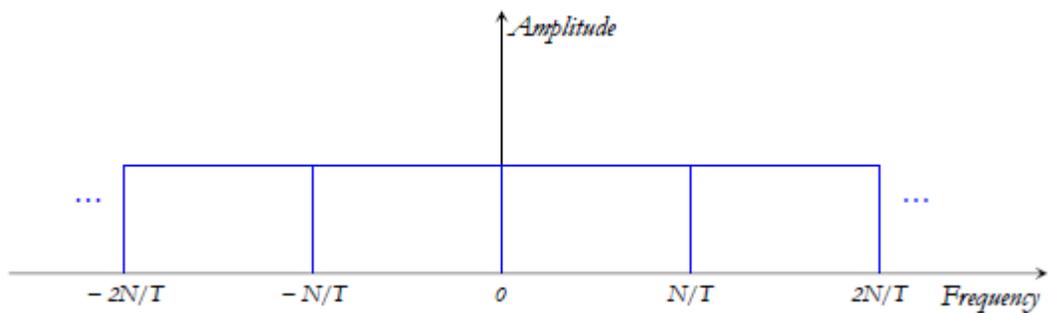


Figura 5.4 Espectro de amplitud (en el límite para un número infinito de subcanales OFDM) de una salida IFFT no sobremuestreada.

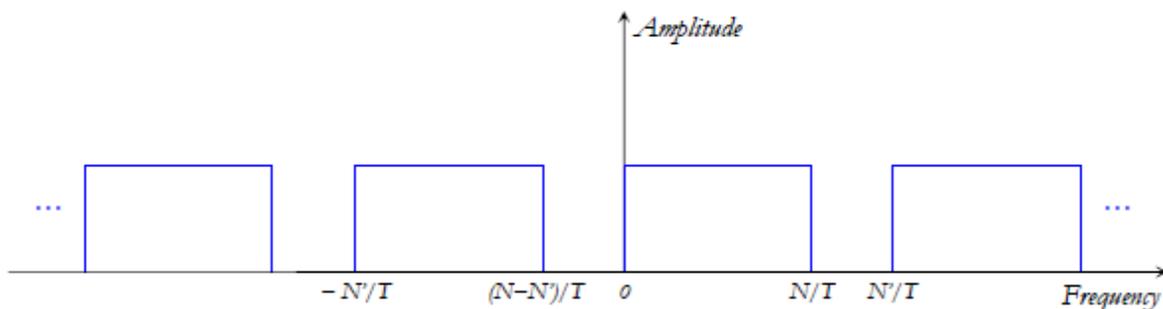


Figura 5.5 Espectro de amplitud (en el límite para un número infinito de subcanales OFDM) de una salida IFFT sobremuestreada.

5.2.5- Tiempo de guardia y prefijo cíclico.

Al transmitir información sobre N subportadoras, la duración del símbolo de una señal OFDM es N veces mayor que la duración del símbolo de una señal equivalente de una sola portadora. En consecuencia, se minimizan los efectos ISI introducidos por canales de dispersión de tiempo lineal. Para eliminar ISI completamente, se inserta un tiempo de guarda con una duración mayor que la duración de la respuesta al impulso del canal [33]. Además, para eliminar la ICI, el tiempo de guarda se amplía cíclicamente [34,35]. Tenga en cuenta que, en presencia de canales de dispersión de tiempo lineal, un tiempo de guarda apropiado evita ISI, pero no ICI, a menos que se extienda cíclicamente.

La extensión cíclica de un símbolo OFDM se muestra en la Figura 5.6. En el transmisor, las últimas muestras " T_{cp} " de la salida IFFT se insertan al comienzo del símbolo OFDM. En el receptor, se descartan las primeras muestras " T_{cp} " del símbolo OFDM. Tenga en cuenta que ahora T denota la duración del símbolo OFDM cíclicamente extendido y T_{cp} denota la duración del prefijo cíclico. Tenga en cuenta también que ahora la duración de la parte útil de un símbolo OFDM es igual a $T - T_{cp}$ y, por lo tanto, el espaciado de subportadoras es igual a $1/(T - T_{cp})$.

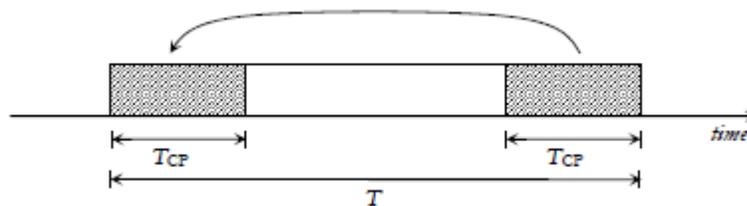


Figura 5.6 Extensión cíclica de un símbolo OFDM.

Para apreciar el funcionamiento básico del prefijo cíclico, consideremos un canal de dos vías. En este caso, la señal OFDM recibida consta de dos réplicas de la señal OFDM transmitida posiblemente atenuada y retrasada entre sí. Con un tiempo de guarda ordinario, cuya duración es mayor que el retardo relativo del canal de dos vías, entonces, durante el "tiempo de integración" de FFT, la suma de dos

componentes de trayectos múltiples cualesquiera correspondientes a una subportadora OFDM particular no produce una onda sinusoidal (ver Figura 5.7). Por tanto, ICI se produce en la salida de la FFT del receptor. Con un tiempo de guarda cíclicamente extendido, cuya duración es mayor que el retardo relativo del canal de dos vías, luego, durante el "tiempo de integración" de FFT, la suma de dos componentes de trayectos múltiples cualesquiera correspondientes a una subportadora de OFDM particular produce una versión atenuada / rotada en fase de la misma subportadora (ver Figura 5.8). Por lo tanto, ICI no ocurre en la salida de la FFT del receptor y cada símbolo de datos se recibe solo con una rotación aleatoria de amplitud / fase. Específicamente, la rotación de amplitud / fase del n-ésimo símbolo de datos complejos corresponde a la amplitud / fase de la respuesta de frecuencia del canal de dos vías evaluado en la n-ésima frecuencia de subportadora. Generalmente, si la duración del prefijo cíclico es mayor que la duración de la respuesta al impulso de un canal dispersivo de tiempo lineal, entonces, desde el punto de vista del receptor, la convolución lineal del canal es equivalente a una convolución circular. Por lo tanto, la salida FFT Y_n , $n = 0, \dots, N - 1$, y la entrada IFFT X_n , $n = 0, \dots, N - 1$, están relacionadas por [47,48]

$$Y_n = H_n X_n \quad (5.7)$$

donde H_n es la respuesta de frecuencia del canal evaluado en la n-ésima frecuencia de subportadora.

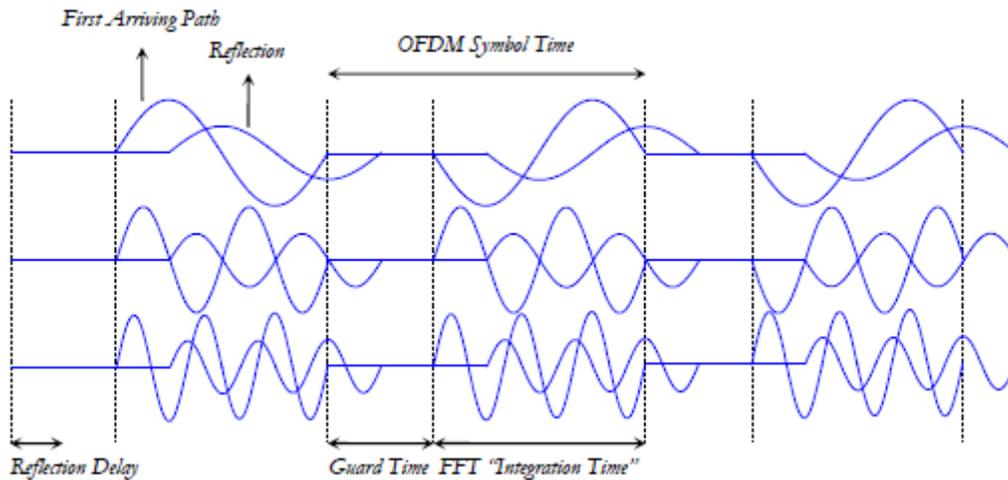


Figura 5.7 Transmisión de una señal OFDM con un tiempo de guarda ordinario sobre un canal de dos vías. Para simplificar, se muestran por separado tres ondas sinusoidales moduladas BPSK.

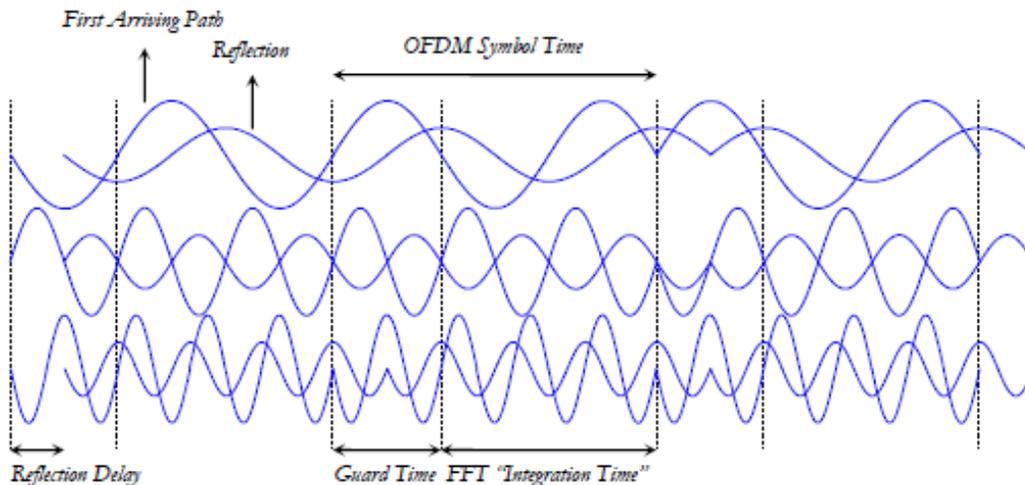


Figura 5.8 Transmisión de una señal OFDM con un tiempo de guarda cíclicamente extendido sobre un canal de dos vías. Para simplificar, se muestran por separado tres ondas sinusoidales moduladas BPSK.

La inserción de un tiempo de guarda cíclicamente extendido apropiado elimina ISI e ICI en un canal de dispersión de tiempo lineal, pero también introduce una

pérdida en la relación señal-ruido (SNR) y un aumento en el ancho de banda. La pérdida de SNR viene dada por:

$$SNR_{loss} \text{ (dB)} = 10 \log \frac{T}{T - T_{CP}} \quad (5.8)$$

y el factor de expansión del ancho de banda viene dado por:

$$\text{bandwidth expansion factor} = \frac{T}{T - T_{CP}} \quad (5.9)$$

5.2.6- Ventanas.

Para un número infinito de subcanales, el espectro OFDM exhibe la característica ideal de brick wall (pared de ladrillos). Para un número finito de subcanales, el espectro OFDM exhibe un decaimiento relativamente lento, de acuerdo con una función sinc(\cdot). Por tanto, tal característica espectral provocará una gran interferencia a los usuarios de bandas de frecuencia adyacentes.

Los espectros "no contenidos" están asociados con transiciones de fases bruscas en los límites del símbolo de la señal. Los espectros "contenidos", por otro lado, están asociados con transiciones de fase suaves en los límites del símbolo de la señal. En consecuencia, en OFDM se utiliza a menudo una ventana de coseno alzado para permitir que la amplitud de un símbolo OFDM vaya suavemente a cero en los límites del símbolo [33,36,37]. La ventana de coseno alzado está dada por [33,36,37]

$$w(t) = \begin{cases} \sin^2(\pi t/2\beta T), & t \in [0, \beta T] \\ 1, & t \in [\beta T, T] \\ \cos^2(\pi(t-T)/2\beta T), & t \in [T, (1+\beta)T] \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (5.10)$$

donde β es el factor de caída de la ventana de coseno alzado y T es la duración del símbolo OFDM.

La estructura de tiempo de una señal OFDM en ventana se muestra en la Figura 5.9. En el transmisor, las últimas muestras " T_{cp} " de la salida IFFT se insertan al comienzo del símbolo OFDM y las primeras muestras " βT " de la salida IFFT se insertan al final del símbolo OFDM. Posteriormente, el símbolo OFDM se multiplica por la ventana de coseno alzado. Finalmente, los símbolos OFDM consecutivos se retrasan entre sí por T , de modo que hay una región de superposición de βT . En el receptor, se descartan las primeras muestras " T_{cp} " y las últimas muestras " βT " del símbolo OFDM.

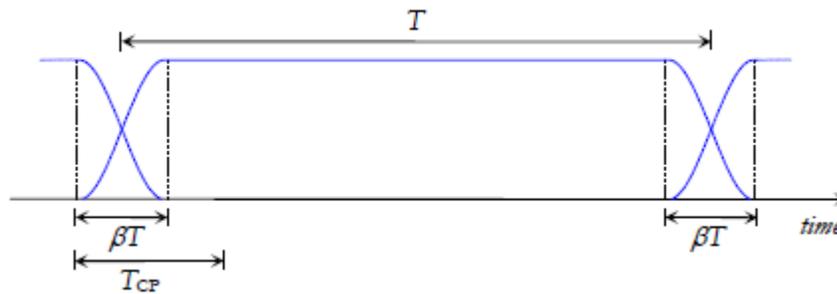


Figura 5.9 Estructura temporal de una señal OFDM en ventana.

Ahora se evalúa el PDS de una señal OFDM con ventana de coseno elevado. Se comienza determinando su valor medio y su función de autocorrelación (ACF) y solo entonces se determina su PDS. Escribimos la señal OFDM como:

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (5.11)$$

donde $\tilde{x}(t)$ es su envolvente compleja y f_c es la frecuencia de su primera subportadora, y escribimos la envolvente compleja de la señal OFDM como:

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} X_{k,n} g_n(t - kT) \quad (5.12)$$

$$g_n(t) = \begin{cases} \sin^2(\pi t/2\beta T) e^{j\frac{2\pi n(t-T_{CP})}{T-T_{CP}}}, & t \in [0, \beta T] \\ e^{j\frac{2\pi n(t-T_{CP})}{T-T_{CP}}}, & t \in [\beta T, T] \\ \cos^2(\pi(t-T)/2\beta T) e^{j\frac{2\pi n(t-T_{CP})}{T-T_{CP}}}, & t \in [T, (1+\beta)T] \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (5.13)$$

donde $X_{k,n}$, denota el símbolo de modulación complejo transportado en el intervalo de tiempo k y el subcanal n , N es el número de subcanales OFDM, T es la duración del símbolo OFDM, T_{cp} es la duración del prefijo cíclico OFDM y β es el factor de caída de la ventana del coseno alzado.

El valor medio de la señal OFDM, $m_x(t)$, está relacionado con el valor medio de su envolvente compleja, $m_{\tilde{x}}(t)$, como sigue:

$$m_x(t) = E[x(t)] = \text{Re}\{E[\tilde{x}(t)]e^{j2\pi f_c t}\} = \text{Re}\{m_{\tilde{x}}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (5.14)$$

donde

$$m_{\tilde{x}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} E[X_{k,n}] g_n(t - kT) \quad (5.15)$$

Suponiendo que el valor medio de los símbolos de modulación complejos es cero, es decir, $E[X_{k,n}] = 0$, entonces:

$$m_{\tilde{x}}(t) = 0 \quad (5.16)$$

El ACF de la señal OFDM, $\phi_{xx}(t + \tau, t)$ está relacionado con el ACF de su envolvente compleja, $\phi_{\tilde{x}\tilde{x}}(t + \tau, t)$ como sigue:

$$\phi_{xx}(t + \tau, t) = E[x(t + \tau)x(t)] = \text{Re}\left\{\frac{1}{2}E[\tilde{x}(t + \tau)\tilde{x}^*(t)]e^{j2\pi f_c \tau}\right\} = \text{Re}\{\phi_{\tilde{x}\tilde{x}}(t + \tau, t)e^{j2\pi f_c \tau}\} \quad (5.17)$$

donde

$$\phi_{\bar{x}\bar{x}}(t+\tau, t) = \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} \sum_{n_2=0}^{N-1} \frac{1}{2} E[X_{k_1, n_1} X_{k_2, n_2}^*] g_{n_1}(t+\tau - k_1 T) g_{n_2}^*(t - k_2 T) \quad (5.18)$$

Suponiendo que los símbolos de modulación complejos transportados en diferentes intervalos de tiempo y diferentes subcanales son independientes, entonces:

$$\frac{1}{2} E[X_{k_1, n_1} X_{k_2, n_2}^*] = \begin{cases} 0, & k_1 \neq k_2 \text{ or } n_1 \neq n_2 \\ \sigma_n^2, & k_1 = k_2 = k \text{ and } n_1 = n_2 = n \end{cases} \quad (5.19)$$

y

$$\phi_{\bar{x}\bar{x}}(t+\tau, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_n^2 g_n(t+\tau - kT) g_n^*(t - kT) \quad (5.20)$$

Se tiene en cuenta que, dado que el valor medio y el ACF de la envolvente compleja de la señal OFDM son periódicos en el tiempo con el período T, es decir,

$$m_{\bar{x}}(t + kT) = m_{\bar{x}}(t) = 0 \quad (5.21)$$

$$\phi_{\bar{x}\bar{x}}(t + kT + \tau, t + kT) = \phi_{\bar{x}\bar{x}}(t + \tau, t) \quad (5.22)$$

entonces el valor medio y el ACF de la señal OFDM también son periódicos en el tiempo con el mismo período T, es decir,

$$m_x(t + kT) = m_x(t) = 0 \quad (5.23)$$

$$\phi_{xx}(t + kT + \tau, t + kT) = \phi_{xx}(t + \tau, t) \quad (5.24)$$

En consecuencia, una señal OFDM es un proceso estocástico ciclo-estacionario (al menos en el sentido amplio) y, por lo tanto, determinamos su PDS promedio mediante la transformación de Fourier de su ACF promedio [38-40]. El ACF promedio de la señal OFDM, $\phi_{xx}(\tau)$, está dado por:

$$\bar{\phi}_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_T \phi_{xx}(t + \tau, t) dt \quad (5.25)$$

y sustituyendo (5.17) en (5.25) entonces:

$$\bar{\phi}_{xx}(\tau) = \frac{1}{2} \bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) e^{j2\pi f_c \tau} + \frac{1}{2} \bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}^*(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (5.26)$$

donde $\bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau)$, es el ACF promedio de la envolvente compleja de la señal OFDM, es decir,

$$\bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) = \frac{1}{T} \int_T \phi_{\tilde{x}\tilde{x}}(t + \tau, t) dt \quad (5.27)$$

Este ACF promedio se puede encontrar usando (5.20) en (5.27) y realizando la integración. Así,

$$\bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_n^2 \phi_{g_n g_n}(\tau) \quad (5.28)$$

donde $\phi_{g_n g_n} = g_n(\tau) * g_n^*(-\tau)$ es la ACF de $g_n(\tau)$.

El PDS promedio de la señal OFDM, $\bar{\Phi}_{xx}(f)$, está dado por:

$$\bar{\Phi}_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\phi}_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (5.29)$$

y sustituyendo (4.26) en (4.29) entonces:

$$\bar{\Phi}_{xx}(f) = \frac{1}{2} [\bar{\Phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(f - f_c) + \bar{\Phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}^*(-f - f_c)] \quad (5.30)$$

donde $\bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(f)$ es el PDS promedio de la envolvente compleja de la señal OFDM, es decir,

$$\bar{\Phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (5.31)$$

Este PDS promedio se puede encontrar usando (5.28) en (5.31) y realizando la integración. Así,

$$\bar{\Phi}_{\tilde{x}\tilde{x}}(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_n^2 \Phi_{\xi_n \xi_n}(f) \quad (5.32)$$

donde $\phi_{g_n g_n}(f) = |G_n(f)|^2$ es el espectro de densidad de energía de $g_n(t)$ y $G_n(f)$ es el espectro de $g_n(t)$. El espectro de densidad de energía para $g_n(t)$ viene dado por:

$$\Phi_{\xi_n \xi_n}(f) = \frac{\cos^2 \left[\pi \beta T \left(f - \frac{n}{T - T_{CP}} \right) \right]}{\left[1 - \left[2 \beta T \left(f - \frac{n}{T - T_{CP}} \right) \right]^2 \right]^2} T^2 \text{sinc}^2 \left[\left(f - \frac{n}{T - T_{CP}} \right) T \right] \quad (5.33)$$

La figura 5.10 muestra el PDS de una señal OFDM con ventana de coseno elevado para $\beta = 0, 0.025, 0.05$ y 0.1 . Tenga en cuenta que tanto el eje horizontal como el eje vertical se han normalizado en esta figura. El eje horizontal se ha normalizado al centro de la frecuencia f_{centre} y al ancho de banda B_{3dB} de la señal OFDM dada por:

$$f_{centre} = f_c + \frac{N/2 - 1/2}{T - T_{CP}} \quad (5.34)$$

$$B_{3dB} = \frac{N}{T - T_{CP}} \quad (5.35)$$

El eje vertical se ha normalizado al valor máximo en la PDS. Una ventana de coseno alzado mejora significativamente las características espectrales de una señal OFDM, pero también disminuye la tolerancia de dispersión de retardo de la misma señal por βT .

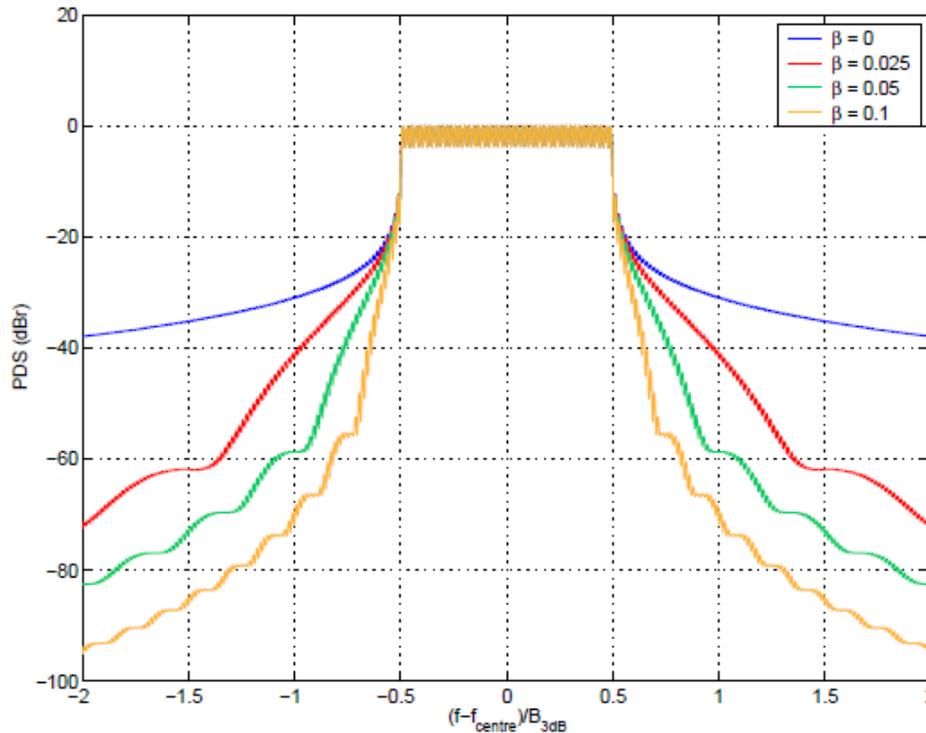


Figura 5.10 PDS de señales OFDM / BPSK con $f_c = 1\text{GHz}$, $N = 48$, $T = 4000\text{ ns}$, $T_{cp} = 800$ y $\beta = 0, 0.025, 0.05$ y 0.1 .

5.2.7- Modelo del sistema OFDM en tiempo continuo.

El sistema OFDM continuo en el tiempo que se representa en la figura 5.11 puede considerarse como el sistema OFDM ideal que se sintetiza en la práctica.

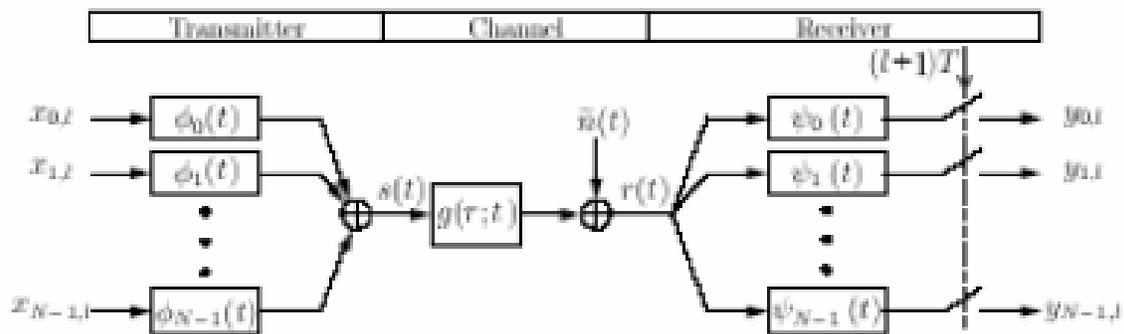


Figura 5.11 Modelo de un sistema OFDM en tiempo continuo [6].

- Transmisor

Se analiza un sistema OFDM con N subportadoras, un ancho de banda de W (Hz) y una longitud de símbolo de T segundos, de los cuales T_{cp} segundos son la longitud del prefijo cíclico, en ese caso, el transmisor usa las siguientes formas de onda [5]:

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{N} k(t - T_{cp})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{e.o.c.} \end{cases} \quad (5.36)$$

donde $T = N/W + T_{cp}$

Por otra parte $\phi_k(t)$ es un pulso rectangular modulado en una frecuencia de portadora kW/N , y la interpretación más usual de OFDM es que se están utilizando N subportadoras, cada una de las cuales transporta una baja tasa de bits.

Las señales $\phi_k(t)$ se utilizan en la modulación de forma que la señal en banda base transmitida para el l-ésimo símbolo OFDM es:

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (5.37)$$

donde $x_{0,l}, x_{1,l}, x_{2,l}, \dots, x_{N-1,l}$, son números complejo de una cierta constelación de señales. Cuando se transmite una secuencia infinita de símbolos OFDM, la salida del transmisor no es más que la yuxtaposición de símbolos OFDM individuales:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (5.38)$$

- Canal

Asumiremos que la respuesta del canal $g(\tau; t)$ está restringida al intervalo $\tau \in [0, T_{cp}]$, es decir a la longitud del prefijo cíclico. La señal recibida será:

$$r(t) = (g * s)(t) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + \tilde{n}(t) \quad (5.39)$$

donde $\tilde{n}(t)$ será el ruido blanco, aditivo y gaussiano introducido por el canal.

- Receptor

El receptor OFDM consiste en un banco de filtros adaptados a la última parte $[T_{cp}, T]$, de la forma de onda del transmisor ϕ_k [5], es decir:

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T-t) & \text{si } t \in [0, T - T_{cp}] \\ 0 & \text{e.o.c} \end{cases} \quad (5.40)$$

El prefijo cíclico se elimina en el receptor. Como el CP contiene toda la información acerca de la ISI del símbolo anterior, la muestra de salida procedente del banco de filtros del receptor no contiene interferencia. A partir de ahora no tendremos en cuenta el índice temporal l cuando calculamos la muestra de salida en el k -ésimo filtro adaptado. Así y utilizando las ecuaciones anteriores del canal y el transmisor podemos llegar a la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} y_k &= (r * \psi_k)(t) \Big|_{t=T} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \psi_k(T-t) dt = \\ &= \int_{T_{cp}}^T \left(\int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) \left[\sum_{k=0}^{N-1} x_k \phi_k(t-\tau) \right] d\tau \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \end{aligned} \quad (5.41)$$

Si se considera el canal constante en todo el intervalo de un símbolo OFDM y se denota como $g(\tau)$ se puede escribir:

$$y_k = \sum_k^{N-1} x_k \cdot \int_{T_{cp}}^T \left(\int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_k(t-\tau) \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \quad (5.42)$$

Teniendo en cuenta que los intervalos de integración son $T_{cp} < t < T$ y $0 < \tau < T$, lo que implica que $0 < t - \tau < T$ y la expresión de la Transformada de Fourier se puede deducir la siguiente expresión:

$$y_k = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot h_k \cdot \int_{T_{cp}}^T \phi_k(t) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \quad (5.43)$$

Como los filtros de transmisión son ortogonales entonces:

$$\int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt = \delta[k - k'] \quad (5.44)$$

Con lo que se puede simplificar la ecuación anterior, dando como resultado:

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (5.45)$$

donde n_k es el ruido aditivo gaussiano.

5.2.8- Modelado del sistema OFDM en tiempo discreto.

Un modelo frecuencial de un sistema OFDM se puede observar en la figura 5.12. Comparando con el modelo en tiempo continuo, el modulador y el demodulador son remplazados por módulos de IDFT y de FFT respectivamente, y el canal es una convolución en tiempo discreto. Así pues, la principal diferencia radica en que las integrales serán sustituidas por sumatorios ya que el tratamiento que se le hace al CP es idéntico en ambos casos.

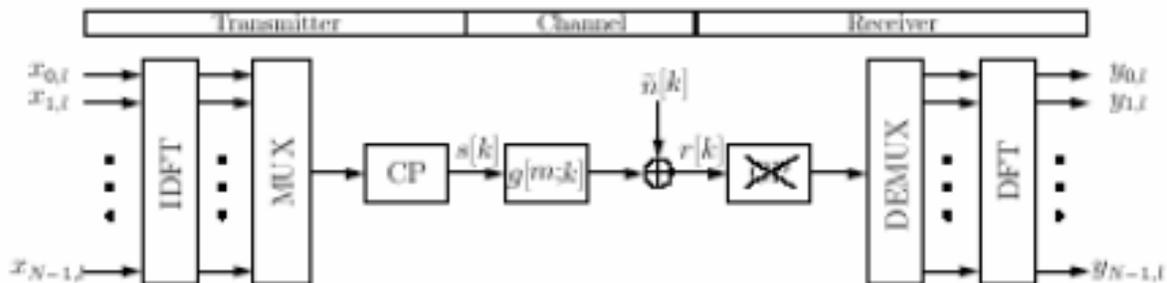


Figura 5.12 Sistema OFDM en tiempo discreto [6].

Desde el punto de vista del receptor, el uso de un CP con una longitud mayor que la del canal, implica la transformación de la convolución lineal en una convolución circular. Si denota esta convolución circular por \otimes podemos expresar el sistema OFDM completo como [6]:

$$y_l = DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l + \tilde{n}_l) = DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l) + n_l \quad (5.46)$$

donde y_l contiene los N datos recibidos, x_l los N puntos pertenecientes a la constelación en el transmisor, g es la respuesta impulsiva del canal (rellenada de

ceros hasta obtener la longitud N), y \tilde{n}_l es el ruido introducido por el canal. Como el ruido se considera blanco y gaussiano, entonces el término $n_l = DFT(\tilde{n}_l)$ representa ruido gaussiano incorrelado. Así la DFT de la convolución circular de dos señales es equivalente al producto de las transformadas de cada una de las señales de forma individual. Denotando al producto elemento a elemento como “ \bullet ” se llega a la siguiente ecuación:

$$y_l = x_l \bullet DFT(g_l) + n_l = x_l \bullet h_l + n_l \quad (5.47)$$

donde $h_l = DFT(g_l)$ es la respuesta en frecuencia del canal. Este es el mismo tipo de sistema que en el caso frecuencial con la única diferencia que la atenuación del canal h_l viene dada por la DFT de N puntos del canal discreto, en lugar de la respuesta en el campo de la frecuencia dada por $h_l = \left(k \frac{W}{N}\right)$, es decir la Transformada de Fourier de $g(\tau)$.

5.2.9- Propiedades de los sistemas OFDM.

Los sistemas OFDM realizan un uso eficiente del espectro. Al dividir el canal en subcanales de banda estrecha, el sistema se hace más robusto ante caídas selectivas en frecuencia. Estos sistemas eliminan el efecto de la ICI e ISI gracias a la inserción del CP o del ZP y usando una determinada codificación de canal y entrelazado el sistema puede responder ante pérdidas de datos durante la transmisión. Además, en estos sistemas la ecualización es más sencilla que en los sistemas de portadora única y son sistemas computacionalmente eficientes debido al uso de la FFT. Utilizando OFDM junto a técnicas de modulación diferencial, desaparece la necesidad de realizar una estimación de canal.

5.3- Modulación de Amplitud y Fase sin Portadora (CAP).

El formato de modulación de amplitud y fase sin portadora (CAP, Carrierless Amplitude Phase Modulation) se puede destacar como una opción potencialmente buena para construir un sistema de transmisión flexible, menos complejo y rentable para el acceso óptico y el sistema de red doméstico. La modulación CAP es un esquema de modulación multidimensional y multinivel que se asemeja a la

modulación de amplitud en cuadratura (QAM) en un punto donde transmite simultáneamente dos flujos de datos de entrada. Pero la diferencia significativa entre ellos es que CAP usa filtros transversales con respuesta de impulso ortogonal para generar filtros en fase y en cuadratura para separar los respectivos flujos de datos en lugar de usar portadora para hacerlo.

Esto significa que CAP no depende del oscilador local para la generación de portadora, mezcladores complejos y modulador I-Q óptico. La ausencia de portadora conduce a una implementación de transceptor digital menos costosa ya que las operaciones de multiplicación intensivas de cálculo necesarias para la modulación y demodulación de la portadora se vuelven innecesarias. En consecuencia, hace que CAP sea más simple que el formato de modulación de portadora única como QAM, al tiempo que logra características espectrales y rendimiento similares. Los formatos de modulación multiportadora como DMT y OFDM son prácticamente mucho más complejos porque se requieren la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) y la transformada rápida de Fourier (FFT) en la parte del transmisor y el receptor para el proceso de modulación y demodulación.

5.3.1- Principio del formato de modulación de CAP.

El diagrama de bloques del sistema de transmisión CAP se muestra en la Figura 5.13. En la parte del transmisor, se transmite una longitud de secuencia de bits original del flujo de datos que se basa en la secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS). Esta secuencia de bits se codifica y se mapea de acuerdo con la constelación dada convirtiéndola en varios símbolos multinivel de M-QAM con $M = 2^k$ donde k es el número de bits / símbolo. Por ejemplo, k es igual a 2 para 2D-CAP-4.

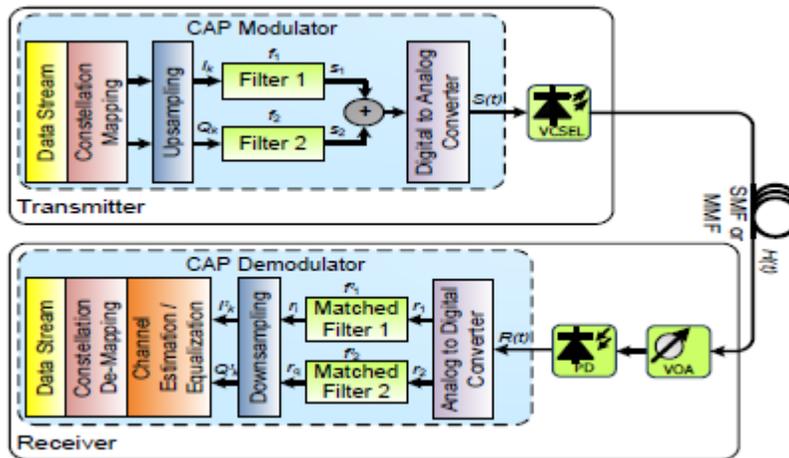


Figura 5.13 Sistema CAP. Atenuador óptico variable (VOA, Variable Optical Attenuator). Laser emisor de superficie de cavidad vertical (VCSEL, Vertical Cavity Surface Emitting Laser). Fotodiodo (PD, Photodiode). Fibra óptica monomodo (SMF, Single Mode Fiber). Fibra óptica multimodo (MMF, Multimode Fiber).

Estos símbolos mapeados se dividen y muestrean hasta 4 muestras por símbolo para que coincidan con la frecuencia de muestreo de los filtros de conformación. Los componentes en fase, I_k y en cuadratura, Q_k que se extraen de la secuencia de muestreo superior son conformados por los filtros de conformación digital para lograr formas de onda de coseno elevado de raíz cuadrada (SRRC). Las respuestas de impulso de los filtros se obtienen multiplicando estas formas de onda SRRC con formas de onda sinusoidal o coseno para lograr la ortogonalidad entre ellas. Las formas de onda de cada filtro que luego se mueve de banda base a banda de paso vienen dadas por [7]:

$$f_1(t) = g_{SRRC}(t) \cos 2\pi f_c t \quad (5.48)$$

$$f_2(t) = g_{SRRC}(t) \sin 2\pi f_c t \quad (5.49)$$

f_c es la frecuencia de corte para los filtros de pasabanda. El par de formas de onda moduladas $f_1(f)$ y $f_2(t)$ constituye un par de Hilbert y denota un filtro en fase y en cuadratura con respuestas de fase a 90° entre sí. La Figura 5.9 (a) y 5.9 (b) presentan la respuesta al impulso de los filtros CAP en el dominio del tiempo. Las señales resultantes después del componente en fase, I_k y en cuadratura, Q_k que está formando el filtro CAP son:

$$s_1 = I_k \otimes f_1(t) \quad (5.50)$$

$$s_2 = Q_k \otimes f_2(t) \quad (5.51)$$

Estas dos señales ortogonales se suman y se convierten en señales analógicas mediante un convertidor de digital a analógico. La señal CAP de salida transmitida se puede representar como [7]:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [I_k \otimes f_1(t - kT)] - [Q_k \otimes f_2(t - kT)] \quad (5.52)$$

donde T indica la duración del símbolo y \otimes denota convolución. La Figura 5.9 (c) muestra el espectro de frecuencia combinado de CAP.

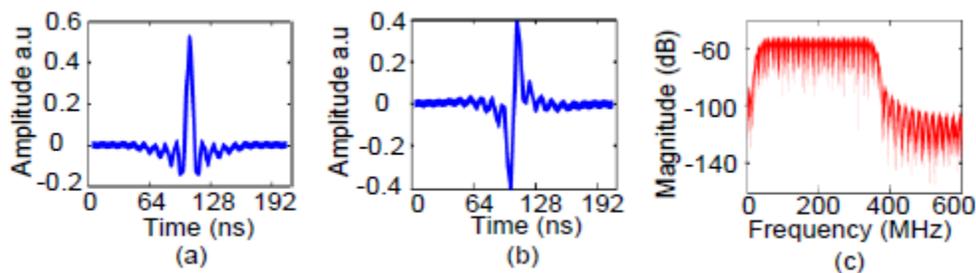


Figura 5.14 (a) Respuesta de impulso del filtro 1, f_1 (b) Respuesta de impulso del filtro 2, f_2 (c) Espectro de frecuencia combinado, $S(t)$.

Después de la detección directa en la parte del receptor óptico, el proceso de convolución entre la señal CAP $S(t)$ y $H(t)$ como respuestas de canal (sin considerar los ruidos) produce la señal recibida $R(t)$:

$$R(t) = S(t) \otimes H(t) \quad (5.53)$$

La señal recibida, $R(t)$, se convierte luego de señal analógica a digital. Esta señal se separa en dos señales, r_1 y r_2 antes de alimentarse a dos filtros combinados, f_1 y f_2 que tienen una respuesta de impulso de inversión de tiempo de los filtros ortogonales en el lado del transmisor. Las señales de salida de ambos filtros emparejados se pueden escribir como:

$$r_i = r_1 \otimes f_1'(t) \quad (5.54)$$

$$r_q = r_2 \otimes f_2'(t) \quad (5.55)$$

donde $f_1'(t) = f_1(-t)$ y $f_2'(t) = f_2(-t)$. Los filtros acoplados recuperan cada dimensión y la secuencia original de símbolos. Estos símbolos se reducen para formar el componente I^k y Q^k . Posteriormente se emplea un ecualizador lineal para garantizar la sincronización en la parte de demodulación CAP debido a la interferencia entre símbolos (ISI) grave causada por filtros FIR acoplados con error de temporización. Luego, se utiliza un decodificador y se desmapea para recuperar la secuencia de bits original.

5.3.2- CAP de alta dimensionalidad.

El CAP de alta dimensionalidad emplea más de dos respuestas de filtro donde el número de filtros ortogonales utilizados indica el número de dimensiones. Los números de dimensiones corresponden a diferentes usuarios y servicios. Según el teorema de dimensionalidad [8], con el intervalo de símbolo T , ancho de banda mínimo W y dimensionalidad de modulación N :

$$2WT = N \quad (5.56)$$

Si $N = 1$, el ancho de banda $W = 1 / 2T$ como teorema de Nyquist. Sin embargo, para el caso de 2-D y 3-D, el ancho de banda mínimo requerido es $W = 1 / T$ y $W = 3 / 2T$ respectivamente.

Esto muestra que el incremento de dimensionalidad aumentará el ancho de banda de la señal ocupada. Por otro lado, la relación muestra / símbolo requerida es linealmente proporcional al número de dimensiones [9]. Esto significa que el factor de muestreo ascendente debe aumentarse para admitir un mayor número de dimensiones.

Por lo tanto, es imposible mejorar la eficiencia espectral simplemente aumentando la dimensionalidad porque la tasa de símbolos debe disminuirse si se desea mantener el ancho de banda de la señal o aumentar el factor de muestreo ascendente. El inevitable aumento del ancho de banda de la señal que acompaña al aumento del número de dimensión compensa el mayor número de símbolos en el alfabeto y conduce al mismo SE de modulaciones CAP independientemente de la dimensionalidad [10]. Sin embargo, la ventaja de las dimensiones adicionales reside en la posibilidad de asignar de manera flexible diferentes servicios a diferentes usuarios [9].

Como se mencionó en la subsección anterior, 2D-CAP utiliza formas de onda moduladas por pares de Hilbert para lograr dos filtros ortogonales en el transmisor y su inversión o filtros combinados en el receptor. Sin embargo, esta forma de onda modulada por pares de Hilbert no se puede aplicar para CAP de dimensionalidad superior. Por lo tanto, se requiere otro método para desarrollar un nuevo conjunto de filtros para un sistema CAP de mayor dimensionalidad.

El método que antes se conocía como procedimiento de optimización minimax se introdujo por primera vez para CAP de alta dimensionalidad [9]. Este método se mejoró y modificó posteriormente para superar las fallas de diseño en trabajos anteriores [11]. Este nuevo método también es una forma sencilla de extender este enfoque al diseño de sistemas CAP 4D o de mayor dimensión.

El filtro de conformación en el transmisor y su filtro combinado en el receptor deben satisfacer la condición de reconstrucción perfecta (PR, Perfect Reconstruction) para evitar diafonía interdimensional. Para asegurar la PR de los filtros, se ha aplicado el nuevo algoritmo de optimización (OA, Optimization

Algorithm) para extender el esquema 2D-CAP convencional a una dimensionalidad superior. El nuevo algoritmo de optimización (OA) se describe a continuación [11]:

$$\min_{f_1, f_2, f_3, \dots, f_N} \max(|F_{1,HP}|, |F_{2,HP}|, |F_{3,HP}|, \dots, |F_{N,HP}|) \quad (5.57)$$

donde F_i es una transformada discreta de Fourier (DFT) del vector f_i . El subíndice de paso alto (HP, High Pass) denota la parte fuera de banda de la respuesta del transmisor por encima de la frecuencia límite, f_B para garantizar que la respuesta de magnitud de frecuencia del transmisor y del receptor se corresponda entre sí. La expresión en (4.57) sujeta a la condición de reconstrucción perfecta (PR):

$$P(f_i)f'_i = \tilde{\delta} \quad i \in \{1, 2, 3, \dots, N\} \quad (5.58)$$

$$P(f_i)f'_j = \tilde{0} \quad i, j \in \{1, 2, 3, \dots, N\} \quad (5.59)$$

donde

$$f'_i = \text{inverse}[f_i] \quad i \in \{1, 2, 3, \dots, N\} \quad (5.60)$$

Las variables f_i y f'_j son la forma vectorial que representa los filtros CAP transmisor y receptor de respuesta de impulso finito (FIR) respectivamente. $P(f_i)$ es una matriz de desplazamiento que opera en el vector f_i , donde el desplazamiento es por el factor de muestreo ascendente. $\tilde{\delta}$ es un vector con un elemento unitario y ceros en cualquier otro lugar, mientras que $\tilde{0}$ es un vector de todos los ceros. La restricción en (4.26) requiere que el receptor sea el filtro adaptado del transmisor.

Hay un ancho de banda mínimo, $f_{B, \min}$ que permitirá la condición de PR. Cualquier valor menor que $f_{B, \min}$ no dará como resultado ninguna solución de PR. Para un sistema 3D-CAP, el ancho de banda mínimo requerido es $3 / 2T$ que resulta de (4.56) para lograr la condición de PR. Por lo tanto, la frecuencia límite, f_B debe ser al menos igual o mayor que $3 / 2T$.

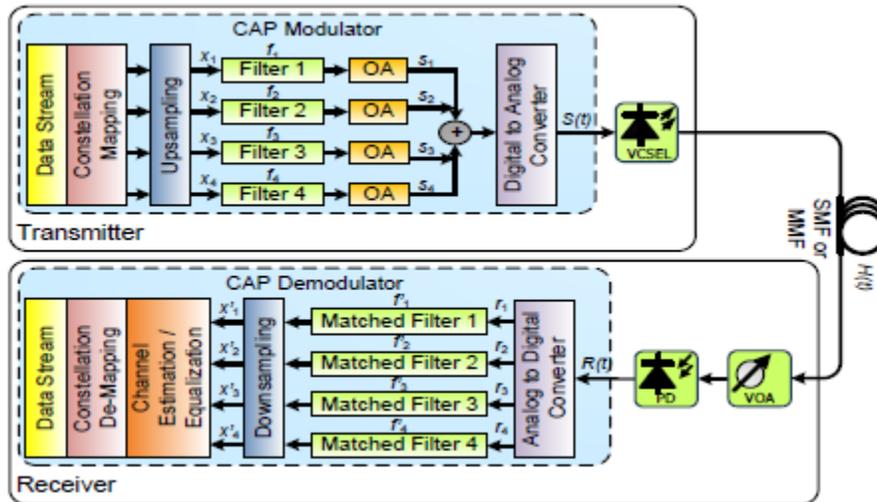


Figura 5.15 Sistemas 3D o 4D-CAP.

La Figura 5.15 muestra el sistema 3D-CAP o 4D-CAP. Los datos del transmisor se mapean de acuerdo con la constelación dada convirtiendo varios bits de datos sin procesar en varios símbolos de varios niveles. Estos símbolos son muestreados y moldeados por los filtros de conformación de respuesta de impulso finito digital (FIR) para lograr las formas de onda deseadas. Después del algoritmo de optimización (OA) para garantizar la condición PR de los filtros, estas señales se agregan y se convierten en señal analógica antes de transmitirse como una señal CAP [7]:

$$S(t) = \sum_{i=1}^N x_i \otimes f_i \quad (5.61)$$

donde x_i denota la señal después del proceso de muestreo superior con el subíndice i denota la dimensión.

Después de la conversión a señal digital en el receptor, la dimensión de la señal se recupera mediante filtros que coinciden con los filtros de conformación en el transmisor. La señal de los filtros se reduce para formar x'_i donde luego se ecualiza y decodifica para recuperar el flujo de datos original.

5.3.3- CAP multibanda (MultiCAP).

El concepto básico de CAP multibanda (MultiCAP) cuenta con dividir la señal en subbandas independientes más pequeñas que representan diferentes bandas de frecuencia. Esto significa que la potencia de la señal y el orden de modulación se pueden asignar libremente a la SNR en cada subbanda mientras se aumenta la flexibilidad del rendimiento total en comparación con el CAP convencional.

En los sistemas MultiCAP, cada subbanda se asigna para cada usuario utilizando pares de filtros de configuración distintos en el transmisor, y los usuarios pueden recuperar sus datos originales utilizando el par de filtros acoplados en el receptor. De esta forma, se pueden asignar N subbandas a N usuarios sin ninguna interferencia. Como se ilustra en la Figura 4.16, MultiCAP emplea más de un par de filtros para cada flujo de datos. El flujo de datos individuales en MultiCAP cumple con el principio de operación de modulación 2D-CAP como se indica en la subsección anterior.

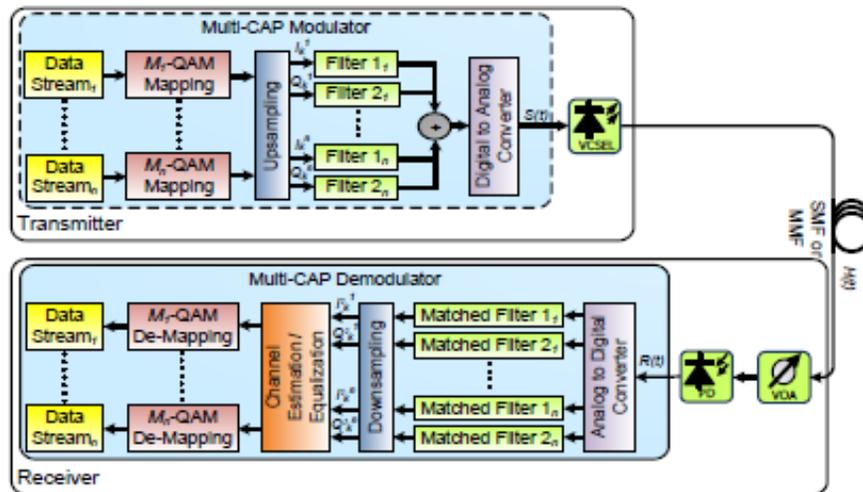


Figura 5.16 Sistemas MultiCAP.

Cada flujo de datos se mapea por separado en los símbolos multinivel de M-QAM. La señal se muestrea antes de dividirse en las partes real e imaginaria, I_k y Q_k antes de filtrar. El par de formas de onda de señal modulada (5.48) y (5.49) forman un par de Hilbert que denota filtros en fase y en cuadratura. La respuesta al impulso de los filtros se da como el producto de un filtro de coseno elevado de raíz cuadrada

(SRRC) y una onda de coseno (real) o seno (imaginaria) con una frecuencia al menos dos veces mayor que la del ancho de pulso del filtro SRRC. La salida de cada filtro tiene un valor real y se suma para formar la señal en el dominio del tiempo para la transmisión. La señal de salida $S(t)$ viene dada por [7]:

$$S(t) = \sum_{i=1}^n [I_k^i \otimes f_1^i(t - kT)] - [Q_k^i \otimes f_2^i(t - kT)] \quad (5.62)$$

donde T indica la duración del símbolo y \otimes denota convolución. I_k^i e Q_k^i son los símbolos mapeados M-QAM en fase y en cuadratura de la secuencia muestreada en la subportadora i -ésima, mientras que f_1^i y f_2^i son el filtro en fase y el filtro en cuadratura de la subportadora i -ésima, respectivamente.

La señal recibida pasará a través de los filtros del receptor en fase y en cuadratura invertidos en el tiempo que se adaptan al filtro del transmisor correspondiente. Posteriormente, la señal se reduce, se ecualiza y se desmapea para obtener la señal transmitida.

5.3.4- CAP vs MultiCAP.

Un análisis entre CAP convencional y la señalización MultiCAP muestra que este último supera al CAP convencional en sistemas limitados por el ancho de banda y la dispersión. MultiCAP puede mantener la velocidad de transmisión a la misma sensibilidad que en CAP en un 22% menos de ancho de banda. Esto se debe a que la SNR es suficientemente plana en cada una de las bandas, en comparación con el caso CAP de una sola banda. En cuanto a la dispersión cromática, MultiCAP puede tolerar valores hasta un 50% mayores que los que CAP puede soportar. Esto se atribuye al hecho de que para una sola banda CAP a 25 Gbaudios, el período de símbolo es 20 ps; mientras que, para un CAP de seis bandas, el período de símbolo se amplía a seis veces más. Además, en enlaces de transmisión cuyo rendimiento está principalmente limitado por una SNR baja, el CAP convencional ofrece una ganancia constante. Esto es inducido por interferencia entre bandas. Dadas las ventajas en términos de requisitos de ancho de banda reducido y tolerancia a la

dispersión, se llega a la conclusión de que MultiCAP es un mejor candidato para enlaces ópticos de corto alcance.

5.4- Modulación de Código.

En la modulación de código, a cada usuario se le asigna una secuencia pseudoaleatoria (PN, Pseudorandom) y los datos se transmiten mediante modulación de amplitud de pulso. Sin embargo, el pulso transmitido para un usuario dado se determina modulando la fase de la densidad espectral de la potencia transmitida, es decir, el ancho de banda disponible se divide en M subbandas o intervalos de frecuencia, donde M es la ganancia de procesamiento. A cada intervalo se le asigna una fase (es decir, $0, \pi, \pm \pi/2$), que depende de la secuencia pseudoaleatoria del usuario. El pulso se obtiene tomando la transformada de Fourier inversa de la respuesta de frecuencia resultante. En el receptor, los datos deseados pueden recuperarse muestreando la salida de un filtro adaptado al pulso específico del usuario. Alternativamente, el receptor puede calcular la transformada de Fourier de la señal recibida en una ventana de tiempo en cada intervalo de símbolo, que, en ausencia de interferencia y deficiencias de canal, produce la secuencia pseudoaleatoria asignada al transmisor.

El gran grado de libertad en el diseño de los Filtros Transversales Distribuidos (DTF, Distributed-Based Transversal Filter) permite controlar la respuesta del pulso del filtro para generar señales codificadas en fase temporal.

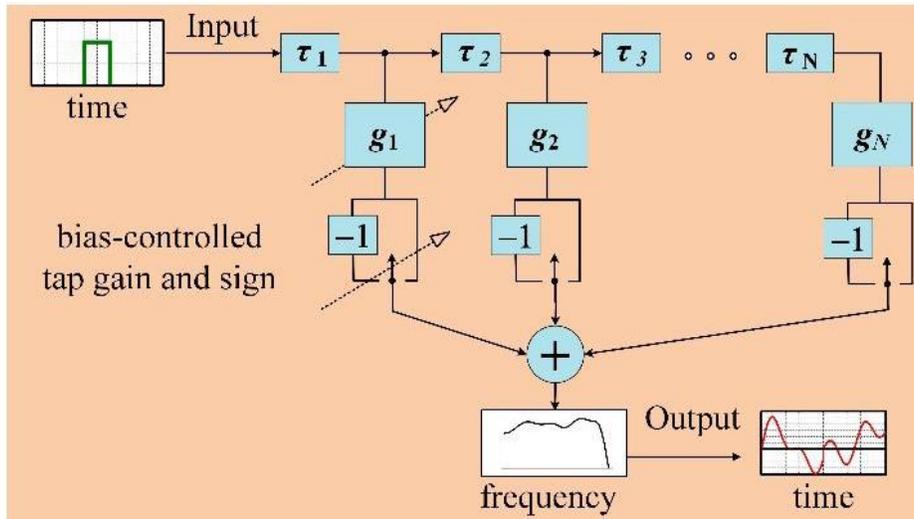


Figura 5.17 Esquema conceptual del filtro FIR con retardos de etapa desiguales y ganancias de derivación desiguales [12].

La figura 5.17 muestra un esquema conceptual del DTF. Para un modelado preciso de DTF, es necesario distinguir los componentes del circuito distribuido que retardan y amplifican los pulsos de entrada de los componentes que dan forma a pulsos ultracortos. La limitación de ancho de banda inherente de todas las celdas activas distribuidas debe tenerse en cuenta en el modelo e incluirse como una función de frecuencia de banda ancha. La función de modelado de pulso general introduce un retardo plano y una baja distorsión en banda sobre la función de paso de banda del filtro. Por lo tanto, un pulso estrecho ideal aplicado a la entrada (representación superior izquierda en la Fig. 5.17) resultará en una extensión de pulsos de salida de los bordes con un aumento más lento que el original (representación inferior derecha en la Fig. 5.17).

Las ganancias de derivación se ajustan aplicando voltajes de polarización externos para establecer el vector de peso de ganancia de derivación $g = (g_1, g_2, \dots, g_N)$; todo normalizado a la ganancia máxima que se establece de manera efectiva por los dispositivos activos (transconductancia). Los pulsos de entrada se retrasan mediante la conexión en cascada de secciones de retardo básico para establecer el vector $\tau = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N)$, aproximándose así al retardo entre etapas

"analógico" requerido. La respuesta al impulso del DTF N-tap viene dada por (4.63) como [12]:

$$h_{DTF}(t) = \sum_{n=1}^N G_n p\left(t - \sum_{k=1}^n \tau_k\right), \quad (5.63)$$

donde $p(t)$ es el pulso de entrada. Dado que las funciones de paso de banda de los filtros transversales requieren coeficientes de ganancia de derivación tanto positivos como negativos, G_n denota el n -ésimo elemento de un vector de coeficientes ponderados en amplitud positivos y negativos.

Por su idoneidad para la codificación se emplean Filtros transversales distribuidos (DTF) con Filtros de respuesta finita al impulso (FIR, Finite Impulse Response) y que dan como resultado secuencias con buenas propiedades de correlación. Las estructuras del filtro no se pueden reconfigurar en términos de ajuste de retardo variable y, por lo tanto, el código dicta su diseño específico. Cabe mencionar que existen estructuras DTF con la capacidad de ajustar pesos de ganancia de derivación y cambiar el signo de las derivaciones [13,14], donde las etapas activas distribuidas se implementan como celdas de Gilbert que proporcionan características equilibradas y adaptación de banda ancha. Sin embargo, la complejidad en el diseño a nivel de transistor es un punto clave a tener en cuenta en la selección de la topología del filtro.

Debido a la flexibilidad con la que se puede diseñar el DTF, se propone un método de filtro que permite un nivel controlado de interferencia entre pulsos consecutivos como variable a incluir en los nuevos filtros FIR. Los prototipos prácticos (como los que se caracterizan por muchos grados de libertad en su diseño) pueden proporcionar respuestas de pulso que se aproximan convenientemente a señales codificadas por fase como en la siguiente expresión:

$$h(t) = w(t) \sum_{n=1}^M c_n \cos(\omega_n t - \beta_n), \quad (5.64)$$

donde M es el número de subbandas disponibles, $\omega_n = 2\pi n / T$, T se establece para que sea igual al tiempo de intervalo de la línea de retardo del filtro, $w(t)$ es una ventana de tiempo con $w(t) = 1$; para $0 < t < T$, y $w(t) = 0$; en otra parte. Los símbolos c_n y β_n se denominan amplitud y fase de la n -ésima subbanda, respectivamente. La forma de onda diseñada consta de M ranuras de frecuencia, separadas por $1 / T$ Hz de los centros de rangos de frecuencia vecinos, por lo tanto; T establece la resolución de frecuencia de los patrones codificados. La ventana de tiempo es una buena aproximación de las respuestas prácticas del filtro.

El diseño depende de la selección de un número de taps que permite modelar la respuesta mediante la expresión (5.64). El tiempo de intervalo de la línea de retardo con derivación es una preocupación principal. Las respuestas DTF se ven afectadas por el ensanchamiento del pulso y la atenuación introducida por etapas de retardo, que se construyen eficazmente como filtros de fase lineal ligeramente amortiguados. Un gran número de estas etapas dará como resultado un ensanchamiento significativo del pulso. El diseño práctico se basa en el modelo que se muestra en la figura 5.17, por lo que se puede elegir el punto de 3 dB del filtro general independientemente de la selección de los parámetros de ganancia y retardo para implementar una función FIR. Si el comportamiento de las estructuras de banda ancha satisface el requisito de frecuencia de un pulso de entrada corto elemental, la respuesta DTF se convierte en una combinación lineal de pulsos constituyentes, cada uno de los cuales muestra parámetros transitorios similares.

5.5- Conclusiones.

OFDM evita el uso de bandas de guarda entre canales lo cual aumenta la eficiencia del espectro; pero esta ganancia no es tan benéfica, ya que se exige que haya un tiempo de guarda entre símbolos consecutivos enviados en cada canal, lo cual implica que se deba transmitir a menores velocidades. Esto es aplicable en comunicaciones móviles donde se necesita una buena eficiencia espectral tolerando velocidades relativamente bajas, del orden de los Kbps, como es el caso de la telefonía celular.

Se ha demostrado experimentalmente que la modulación de amplitud y fase sin portadora (CAP), ofrece velocidades de transmisión mejoradas en comparación con OFDM cuando se utiliza el mismo enlace físico, pero con un costo de implementación potencialmente alto, utilizando hardware de procesamiento de señal digital (DSP). Esto es significativo, ya que la modulación CAP es relativamente simple de implementar en tiempo real. En CAP, las frecuencias portadoras se generan usando filtros de respuesta de impulso finito (FIR), donde la mayor parte de la complejidad se introduce dependiendo de la longitud del filtro, mientras que el componente más complejo computacionalmente es el módulo convertidor digital a analógico. Por otro lado, OFDM requiere el uso de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) tanto inverso como directo, que también puede ser computacionalmente costoso dependiendo del número requerido de subportadoras.

Desafortunadamente, CAP solo se ha probado en el caso de respuestas de magnitud de banda plana, que es un fenómeno que rara vez está disponible en VLC debido a los bajos anchos de banda de modulación disponibles de los LED. A pesar de las ventajas de los CAP, su candidatura como un formato prometedor para los sistemas genéricos de VLC es cuestionable. OFDM se puede adaptar a cualquier respuesta de frecuencia utilizando algoritmos de carga de bits, a diferencia de CAP, que debe tener una cardinalidad de orden de modulación fija. En base a esto, se deduce que se puede obtener un rendimiento adicional al aumentar el número de subportadoras hacia m , de ahí el concepto de MultiCAP, ya que el ancho de banda decreciente de la subportadora se aproxima a las bandas planas.

Referencias.

- [1] M. L. Doelz, E. T. Helad and D. L. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, pp. 656-661, May 1957.
- [2] R. R. Mosier and R. G. Clabaugh, "Kineplex, a bandwidth efficient binary transmission system," *AIEE Transactions (Part I: Communications and Electronics)*, vol. 76, pp. 723-728, January 1958.
- [3] G. C. Porter, "Error-distribution and diversity performance of a frequencydifferential PSK HF modem," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 16, pp. 567-575, August 1968.
- [4] On the Implementation of Carrierless Amplitude and Phase Modulation in Visible Light Communication by Kabiru O. Akande, (Student Member, IEEE), Paul Anthony Haigh and Wasiu O. Popoola, (Senior Member, IEEE).
- [5] Modulaci3n Multiportadora OFDM por Leonardo Jim3nez, Joaqu3n Parrado, Carlos Quiza y Carlos Suarez.
- [6] Yue-Kai Huang, Ming-Fang Huang, Ezra Ip, Eduardo Mateo: "High-Capacity Fiber Field Trial Using Terabit/s All-Optical OFDM Superchannels With DP-QPSK and DP-8QAM/DP-QPSK Modulation".
- [7] A Carrierless Amplitude Phase (CAP) Modulation Format: Perspective and Prospect in Optical Transmission System by N. M. Ridzuan, M. F. L. Abdullah, M. B. Othman and M. B. Jaafar.
- [8] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2000.
- [9] A. F. Shalash and K. K. Parhi, "Multidimensional carrierless AM/PM systems for digital subscriber loops," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1655–1667, 1999.
- [10] G. Stepniak, "Comparison of Efficiency of N -Dimensional," vol. 32, no. 14, pp. 2516–2523, 2014.
- [11] X. Tang, I. L. J. Thng, and X. Li, "A new digital approach to design 3-D CAP waveforms," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 1, pp. 12–16, 2003.

- [12] Extending Distributed-Based Transversal Filter Method to Spectral Amplitude Encoded CDMA by Jorge AGUILAR-TORRENTERA, Gerardo Garcia Sanchez, Ramon Rodriguez Cruz, and Izzat Z. Darwazeh.
- [13] H. Wu, J.A. Tierno, P. Pepeljugoski, J. Schaub, S. Gowda, J.A. Kash, and A. Hajimiri, "Integrated transversal equalizers in highspeed fiber-optic systems," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.38, no.12, pp.2131–2137, Dec. 2003. DOI:10.1109/JSSC.2003.819084.
- [14] C. Pelard, E. Gebara, A.J. Kim, M.G. Vrazel, F. Bien, Y. Hur, M. Maeng, S. Chandramouli, C. Chun, S. Bajekal, S.E. Ralph, B. Schmukler, V.M. Hietala, and J. Laskar, "Realization of multigigabit channel equalization and crosstalk cancellation integrated circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.39, no.10, pp.1659–1670, Oct. 2004. DOI:10.1109/JSSC.2004.833569.
- [15] P. A. Bello, "Selective fading limitations of the Kathryn modem and some system design considerations," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 13, pp.320-333, September 1965.
- [16] M. S. Zimmerman and A. L. Kirsch, "The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 15, pp.197-205, April 1967.
- [17] A. L. Kirsch, P. R. Gray and D. W. Hanna, Jr., "Field test results of the AN/GSC-10 (KATHRYN) digital data terminal," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 17, pp. 118-128, April 1969.
- [18] B. Hirosaki, "An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, pp. 73-83, January 1980.
- [19] B. Hirosaki, "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, pp. 982-989, July 1981.
- [20] B. Hirosaki, S. Hasegawa and A. Sabato, "Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM technique," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, pp. 587-592, June 1986.

- [21] L. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using frequency division multiplexing," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, pp. 665-675, July 1985.
- [22] J. S. Chow, J. C. Tu and J. M. Cioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, pp. 895-908, August 1991.
- [23] P. S. Chow, J. C. Tu and J. M. Cioffi, "Performance evaluation of a multichannel transceiver system for ADSL and VHDSL services," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, pp. 909-918, August 1991.
- [24] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Technical Review*, no. 224, pp. 3-25, August 1987.
- [25] B. Le Floch, R. Albert-Lassalle, and D. Castelain, "Digital sound broadcasting to mobile receivers," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 35, pp. 493-503, August 1989.
- [26] J. F. Héland and B. Le Floch, "Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission," *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 785-791, December 1991.
- [27] ITU-T, "Asymmetrical digital subscriber line (ADSL) transceivers," ITU-T Recommendation G.992.1, July 1999.
- [28] ETSI, "Digital audio broadcasting (DAB); DAB to mobile, portable and fixed receivers," European Telecommunications Standard, ETS 300-401, February 1995.
- [29] ETSI, "Digital video broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television," European Telecommunications Standard, ETS 300-744, March 1997.
- [30] ETSI, "Broadband radio access networks (BRAN); HIPERLAN type 2; Physical (PHY) layer," European Telecommunications Standard, TS 101-475, April 2000.
- [31] IEEE, "Supplement to standard for telecommunications and information exchange between systems – LAN/MAN specific requirements – Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High speed physical layer in the 5 GHz band," IEEE 802.11a, July 1999.

- [32] IEEE, "Further higher-speed physical layer extension in the 2.4 GHz band," IEEE 802.11g, January 2000.
- [33] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, pp. 628-634, October 1971.
- [34] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 2, pp. 964-967, April 1980.
- [35] A. Ruiz, J. M. Cioffi and S. Kasturia, "Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, pp. 1012-1029, June 1992.
- [36] A. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg. *Multi-carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [37] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [38] L. E. Franks. *Signal Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1969.
- [39] W. A. Gardner. *Introduction to Random Processes with Applications to Signals and Systems*. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [40] A. Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 3rd ed.* New York: McGraw-Hill, 1991.

Capítulo 6 “Resultados del esquema de modulación de código”

6.1- Introducción.

En el siguiente capítulo de tesis se presentan los resultados arrojados del esquema novedoso de modulación sin portadora utilizando un receptor no coherente. En un escenario indoor o en interior donde hay una fuente de luz LED ubicada en el centro de la habitación y a una distancia d se encuentra un receptor no coherente con línea de vista, se obtienen varios parámetros teniendo en cuenta el enlace de propagación LOS y el enlace de propagación difuso o NON-LOS.

6.2- Análisis de presupuesto de enlace en interiores.

Para analizar el comportamiento del esquema novedoso de modulación sin portadora propuesto en esta tesis, se utilizó un escenario indoor o en interior que consiste en una habitación con dimensiones 5 x 5 x 3 metros como muestra la figura 6.1.

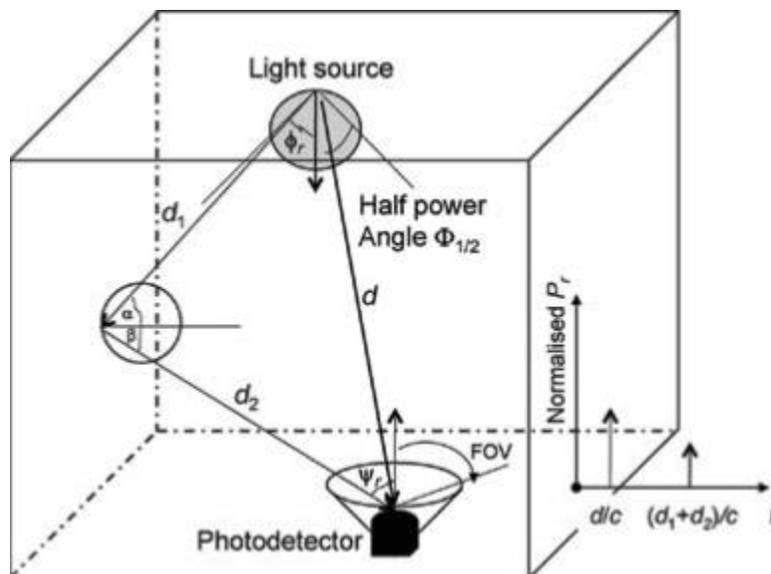


Figura 6.1 Escenario indoor para VLC con dimensiones: 5 x 5 x 3 m.

La fuente de luz consiste en un LED blanco con una potencia de 0.1W. El fotodiodo que forma parte del receptor se encuentra a una distancia $d = 1.48$ m, tiene un área efectiva de $7,8 * 10^{-7} \text{m}^2$, un índice de refracción del concentrador de 1.46, una ganancia del lente de 10 y la mitad del ángulo de campo de visión o FOV (field of view) es igual a $\pi/9$. El semiángulo del transmisor o la mitad del ángulo de irradiancia va ser igual a 0.042π . El índice de reflexión del piso va ser igual a 0.15, el índice de las paredes es igual 0.7 y el índice del techo va ser igual 0.8.

Este es un escenario sin obstáculos y se tuvo en cuenta el enlace de propagación LOS y el enlace difuso o NON-LOS. En cuanto al enlace de propagación difuso se realizó la simulación con una sola reflexión como muestra la figura 6.1.

En la figura 6.2, se muestra la distribución de potencia recibida con lente teniendo en cuenta los enlaces de propagación LOS y NON-LOS.

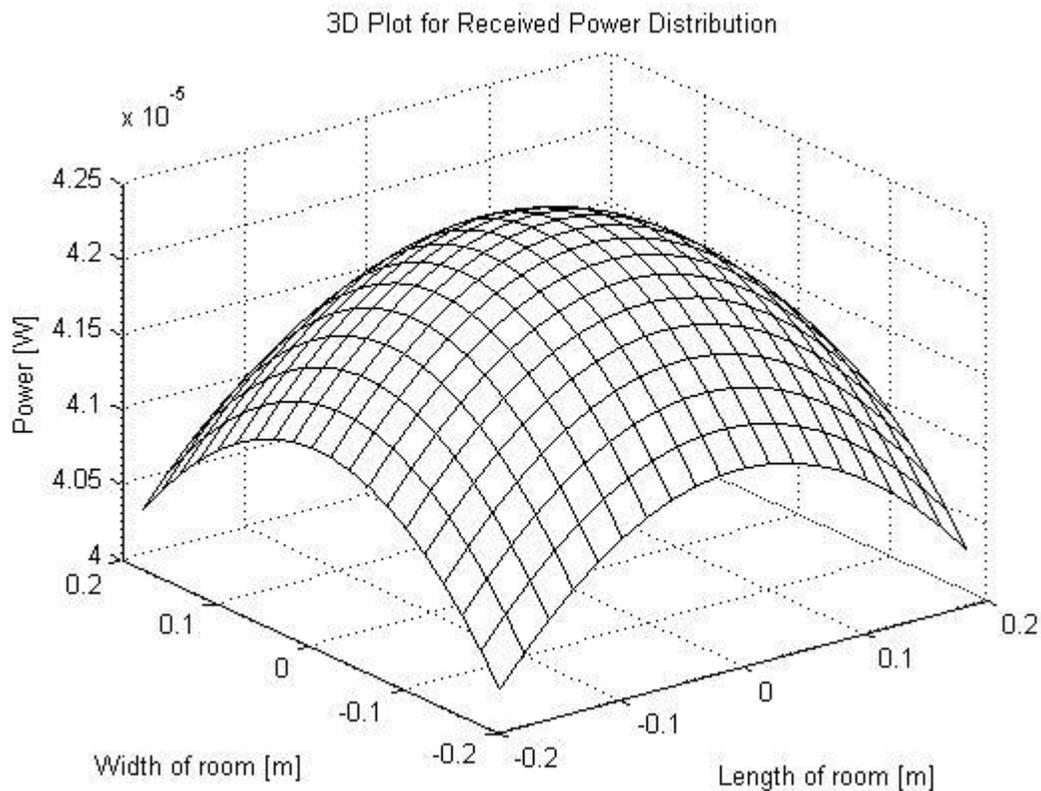


Figura 6.2 Distribución de potencia recibida con lente.

Se puede apreciar como la máxima potencia se encuentra en el centro de la habitación a una distancia $d = 1.48$ m, que es la distancia más cercana a la que se encuentra la fuente de luz LED del fotodetector. En cuanto nos vamos alejando de esa distancia d , va disminuyendo el valor de la potencia recibida como muestra la figura 6.2.

La figura 6.3 muestra la distribución de potencia recibida sin lente teniendo en cuenta los enlaces de propagación LOS y NON-LOS.

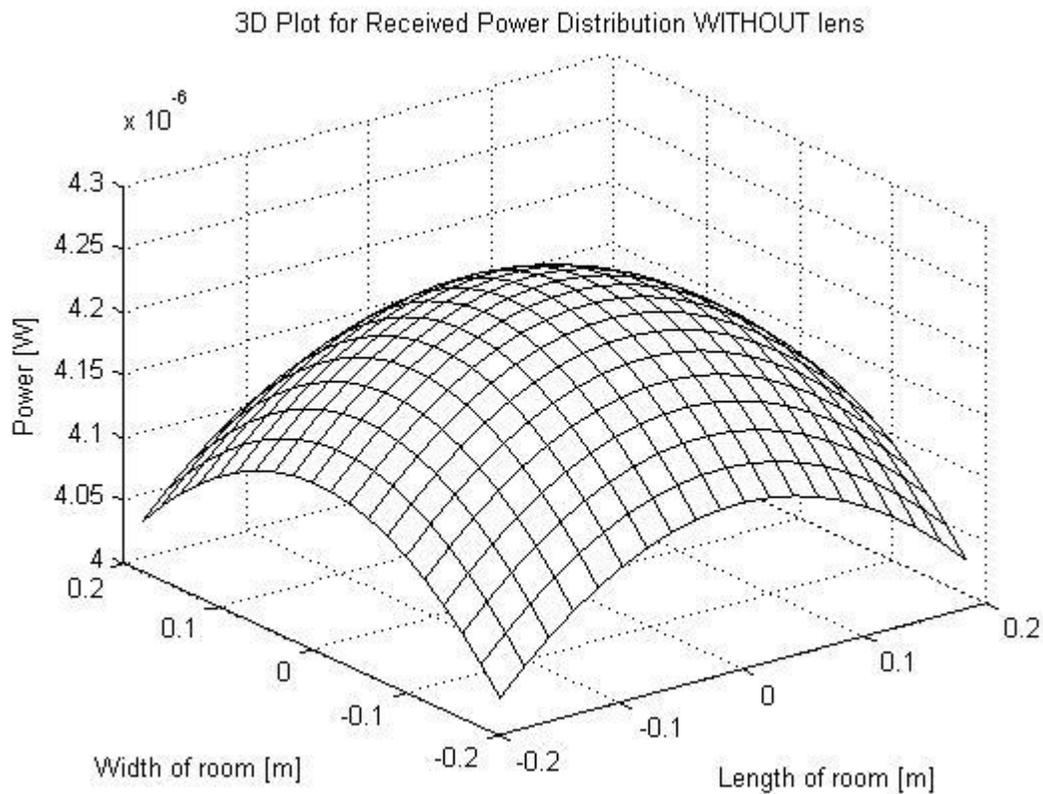


Figura 6.3 Distribución de potencia recibida sin lente.

Al igual que en el caso anterior, a la distancia de $d = 1.48$ m se obtiene la máxima potencia y esta a su vez, va disminuyendo mientras nos vamos alejando del centro de la habitación.

Cuando se comparan las figuras 6.2 y 6.3, se puede apreciar que la potencia máxima recibida con lente es mayor que la potencia máxima recibida sin lente.

La figura 6.4 muestra la distribución de ganancia del canal óptico. Como en los casos anteriores, la máxima ganancia se obtiene en el centro de la habitación a una distancia $d = 1.48$ m.

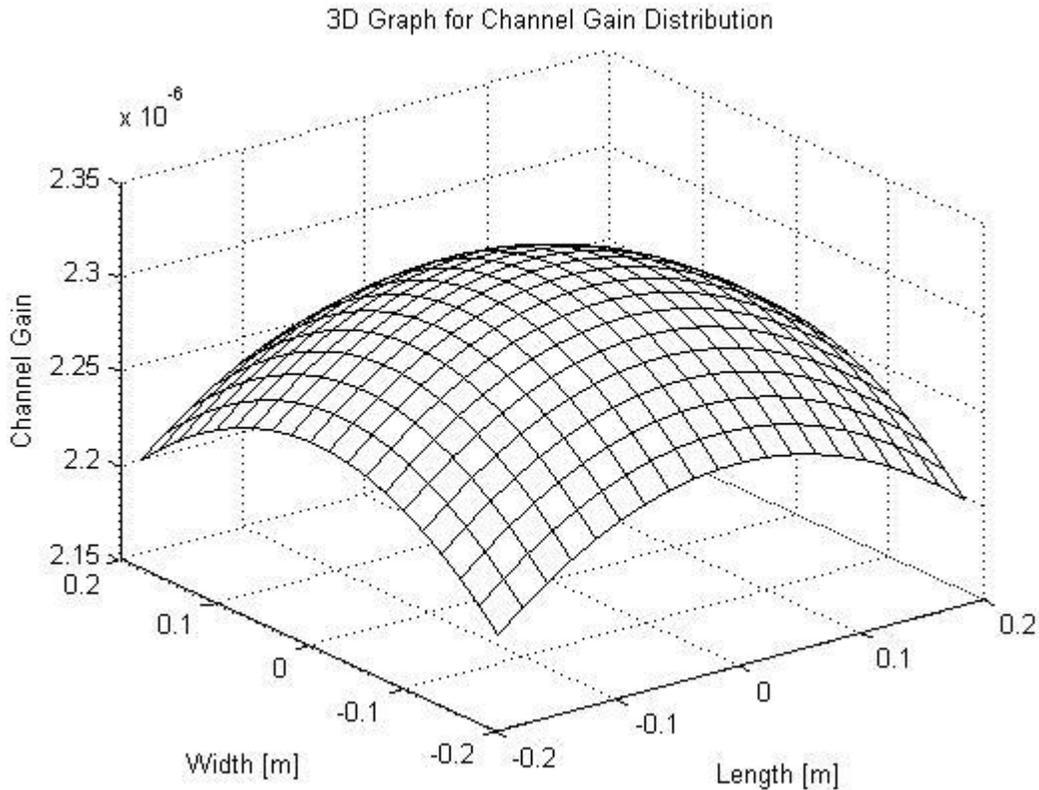


Figura 6.4 Distribución de ganancia del canal.

6.3- Efecto del canal óptico en las señales moduladas.

La figura 6.5 muestra el diagrama en bloques de la respuesta al impulso del esquema novedoso de modulación sin portadora en un escenario indoor como el descrito en el epígrafe anterior. Se tiene en cuenta que el esquema tiene un ancho de banda de 4.5 MHz y el tiempo del span del par de filtros que forman parte del receptor va ser igual a $1.8 \mu\text{s}$.

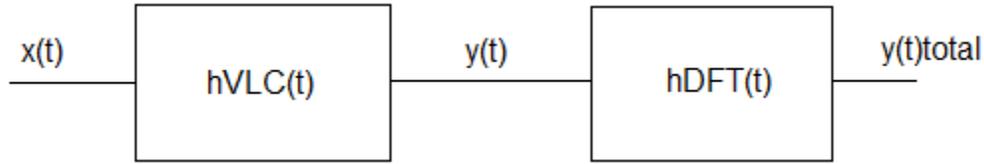


Figura 6.5 Diagrama en bloques de la respuesta al impulso del esquema de modulación sin portadora.

$$y(t) = x(t) * hVLC(t) \quad (6.1)$$

$$y(t)_{total} = y(t) * hDTF(t) \quad (6.2)$$

Las ecuaciones (6.1) y (6.2) describen las salidas de cada uno de los bloques de la figura 6.5, donde $x(t)$ es la señal de entrada, $hVLC(t)$ es la respuesta al impulso del canal VLC y $hDTF(t)$ es la respuesta al impulso del receptor no coherente.

A continuación, se muestran en las figuras 6.6 y 6.7, las respuestas al impulso $hVLC(t)$ y $hDTF(t)$ respectivamente.

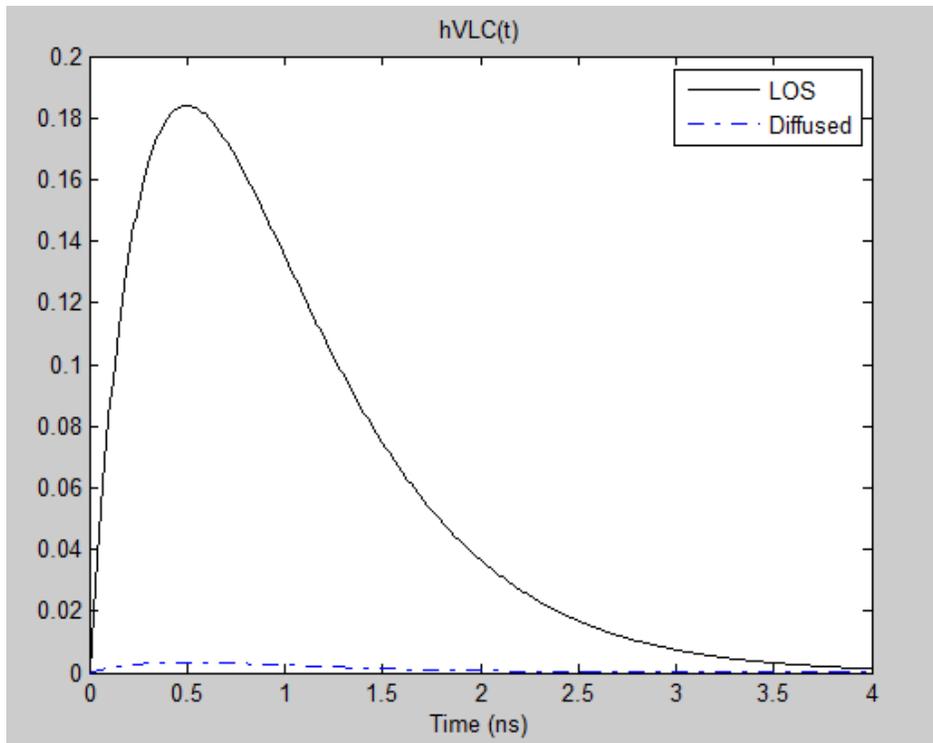


Figura 6.6 Respuesta al impulso del canal VLC.

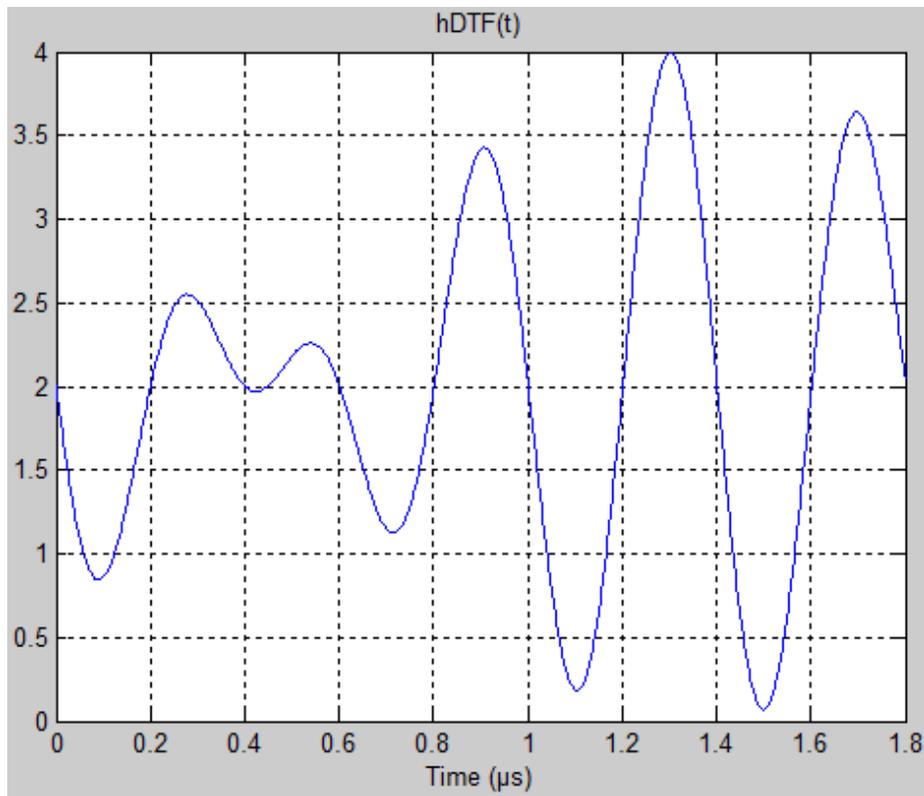


Figura 6.7 Respuesta al impulso del receptor no coherente.

Teniendo en cuenta una señal de entrada, que consiste en una constante $x(t) = 4,2262 * 10^{-5}$, se obtuvieron los siguientes resultados de las ecuaciones (6.1) y (6.2) como se muestran en las figuras 6.8 y 6.9 respectivamente.

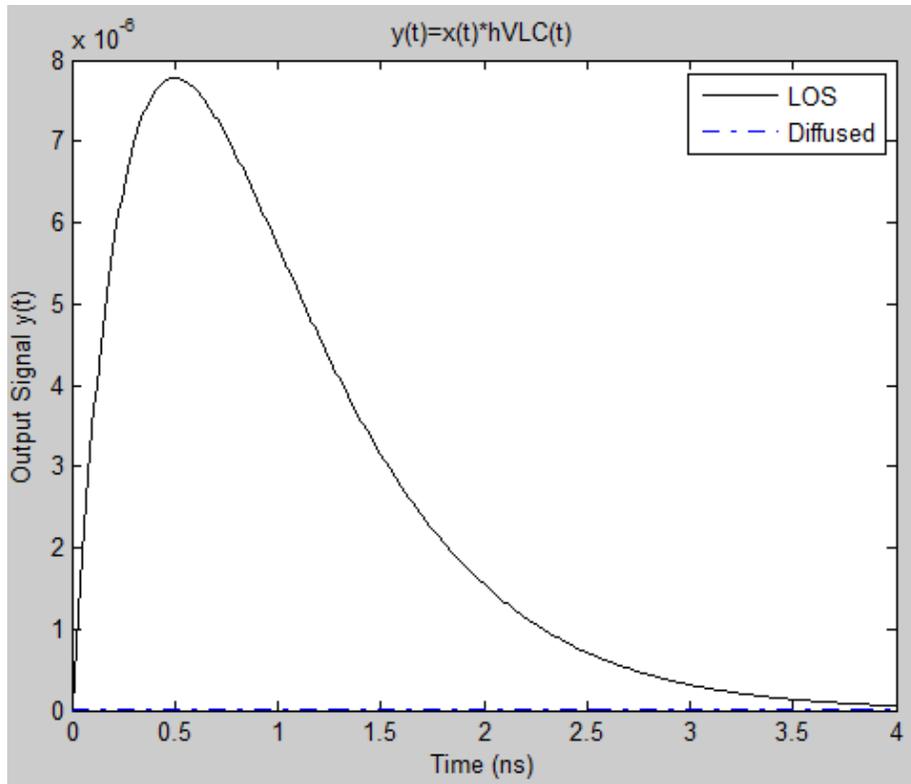


Figura 6.8 $y(t) = x(t) * hVLC(t)$, con $x(t) = 4,2262 * 10^{-5}$.

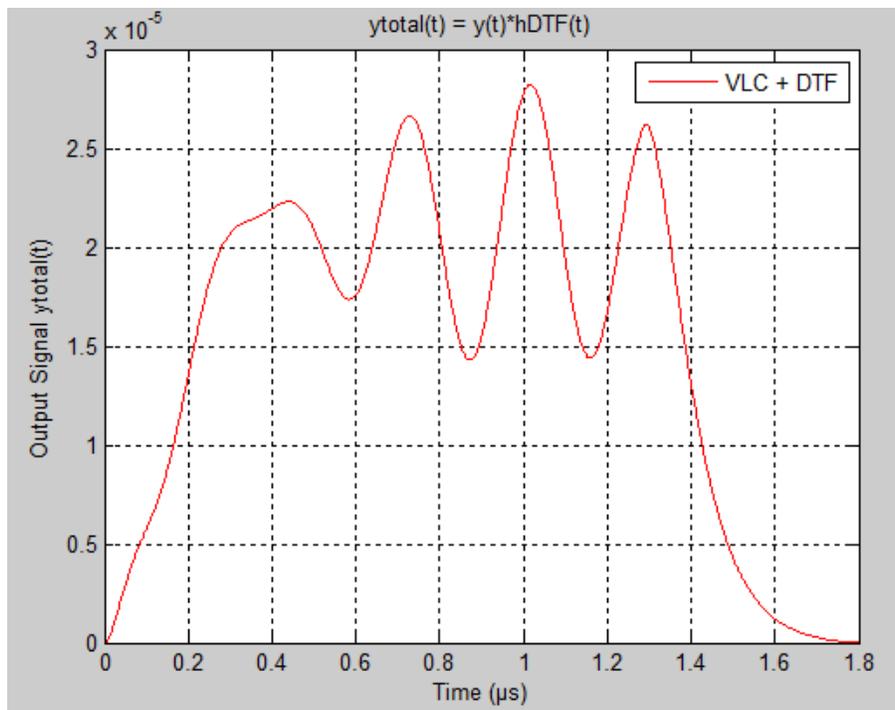


Figura 6.9 $y(t)_{total} = y(t) * hDTF(t)$.

En el dominio de la frecuencia tenemos que:

$$Y(f) = X(f)HVLC(f) \quad (6.3)$$

$$Y_{total}(f) = Y(f)HDTF(f) \quad (6.4)$$

Teniendo en cuenta que $X(f)$ es una constante igual a $4,2262 * 10^{-5}$ que coincide con el valor de máxima potencia del enlace, se obtuvieron los siguientes resultados de las ecuaciones (6.3) y (6.4) en las figuras 6.10 y 6.11 respectivamente.

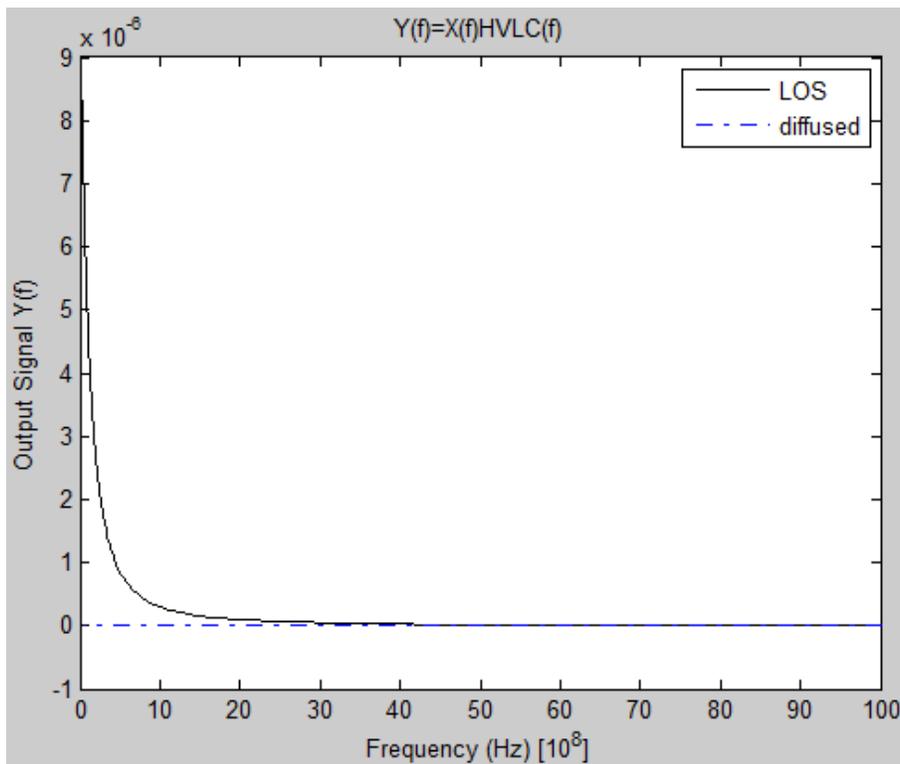


Figura 6.10 $Y(f) = X(f)HVLC(f)$.

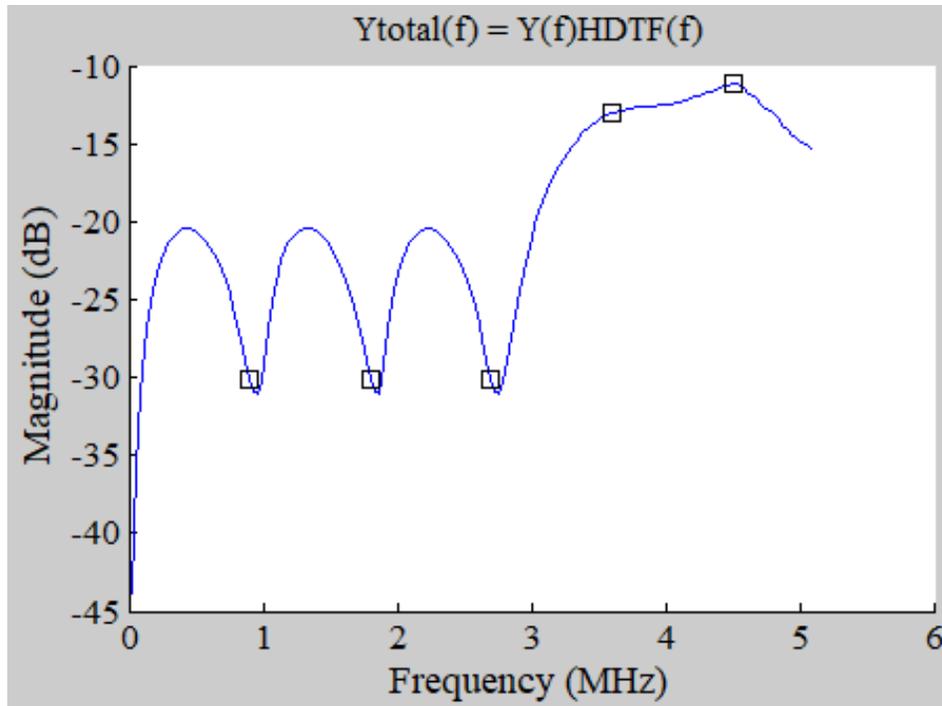


Figura 6.11 $Y_{total}(f) = Y(f)HDTF(f)$.

Como se pudo apreciar, los resultados de respuesta al impulso como los resultados de función de transferencia del enlace de propagación difuso fueron prácticamente nulos. Esto se debe a que la pared absorbe prácticamente casi toda la energía del rayo de luz después del primer rebote, reflejando un rayo con una energía muy deficiente, prácticamente igual a 0. Este comportamiento es característico en los sistemas VLC, ya que por el rango de longitudes de onda que manejan, no pueden atravesar las paredes como otros sistemas de comunicación inalámbrica y la energía de los rayos reflejados es prácticamente absorbida por las paredes.

6.4- Control de dimming

Para describir el brillo de la luz percibido por los ojos humanos, la función de eficiencia luminosa espectral $V(\lambda)$ está definida por la Comisión Internacional de Iluminación (CIE, Comisión Internacional de Iluminación), que indica que el sistema

visual humano es más sensible a la luz con longitudes de onda medias en comparación con las longitudes de onda cortas o longitudes de onda largas. La potencia luminosa percibida se mide como flujo luminoso, que viene dado por: [1]

$$\Phi = K_m \int_{\lambda} P(\lambda)V(\lambda)d\lambda, \quad (6.5)$$

donde K_m es una constante de 683 lm/W para convertir la irradiancia en iluminancia y $P(\lambda)$ es la distribución espectral de potencia. En consecuencia, la intensidad luminosa se define como:

$$I_t = \frac{d\Phi}{d\Omega}, \quad (6.6)$$

donde Ω es el ángulo espacial.

Dado que los LED son dispositivos semiconductores específicos que emiten luz incoherente cuando son impulsados por corriente, la información que se transmite generalmente se modula en la potencia óptica instantánea de los LED. En los sistemas VLC de interior, el brillo de la luz LED debe atenuarse para la conveniencia de la iluminación. Por lo general, el circuito del controlador tiene un conjunto de transistores que combinan la señal de atenuación con la señal de modulación polarizada y conmutan los LED.

En los últimos tiempos, VLC está dirigido principalmente a soportar transmisiones de alta velocidad. Sin embargo, la calidad de la iluminación y el consumo de energía, que también son aspectos cruciales de los sistemas VLC, se habían pasado por alto en su mayoría. Los requisitos de iluminación para escenarios interiores generalmente son específicos de la aplicación. El dormitorio/sala de estar puede requerir niveles de iluminación tan bajos como el 1% de la iluminación máxima por motivos estéticos y de comodidad. Se prefiere un nivel de iluminancia de 300 lux (lumen por metro cuadrado) para la lectura y la escritura, mientras que 30 lux es suficiente para una tarea informática [2]. Otras ubicaciones, como pasillos y escaleras, tienen un requisito de atenuación flexible donde la vida útil y el ahorro de

energía son las principales consideraciones de los LED. El brillo de un LED se ajusta controlando la corriente directa, que se puede clasificar en atenuación analógica, atenuación digital y atenuación híbrida. La atenuación analógica ajusta la amplitud de la corriente linealmente al flujo óptico radiado. En la atenuación digital, generalmente se adopta el esquema de modulación de ancho de pulso (PWM), donde el período de tiempo (T) de la señal PWM es fijo y el ciclo de trabajo varía proporcionalmente al nivel de atenuación requerido. La atenuación híbrida combina la atenuación analógica y la atenuación digital para reducir aún más los cambios de cromaticidad percibidos [3].

El estándar IEEE 802.15.7 utiliza codificación de encendido y apagado (OOK) y modulación de posición de pulso variable (VPPM) para enlaces VLC. La atenuación OOK se puede realizar ajustando la intensidad de la luz del estado "encendido" y "apagado", o la intensidad de la luz podría permanecer sin cambios, por lo que el ciclo de trabajo promedio de la forma de onda se puede ajustar insertando el tiempo de "compensación" en la modulación forma de onda. Durante el tiempo de "compensación", la fuente de luz se enciende o apaga por completo, lo que permite agregar una componente de CD a la forma de onda. VPPM cambia el ciclo de trabajo de cada símbolo óptico según el nivel de atenuación requerido. Es similar a 2-PPM cuando el ciclo de trabajo es del 50%. Los símbolos de cero lógico y uno lógico se modulan por ancho de pulso según los requisitos del ciclo de trabajo de atenuación. La relación de ancho de pulso de la modulación de la posición del pulso (PPM) se puede ajustar para producir el ciclo de trabajo requerido para soportar la atenuación. La Figura 2.4 muestra un ejemplo de forma de onda que indica cómo VPPM puede alcanzar un ciclo de trabajo de atenuación del 25%, donde tanto el cero lógico como el uno lógico tienen un ancho de pulso del 25% [4].

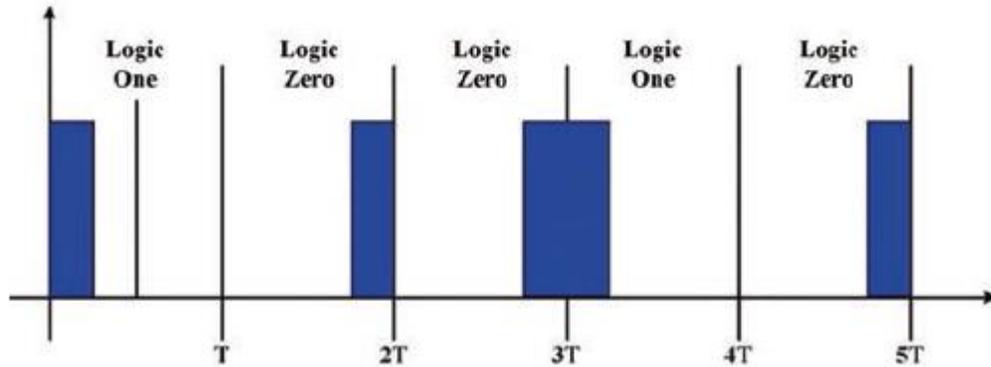


Figura 6.12 Señal VPPM con 25% de ancho de pulso [4].

6.5- Propuesta de implementación del transmisor.

En la figura 6.13 se muestra el diagrama en bloques del transmisor propuesto para el esquema novedoso de modulación sin portadora.

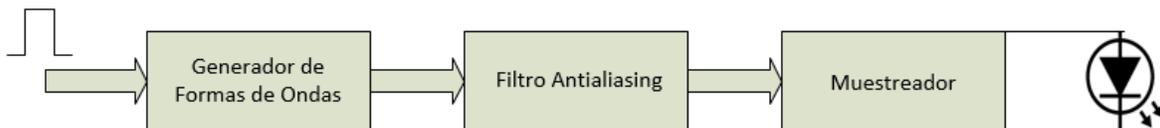


Figura 6.13 Diagrama en bloques del transmisor.

En este diseño del transmisor se generan formas de onda con la entrada de los pulsos al sistema. Luego, estas formas de ondas generadas pasan a través de un filtro antialiasing, que consiste en un filtro de Butterworth de 9no orden y la salida de este último se pasa a través por un muestreador, donde se obtienen un total de 17 muestras (ver tabla 6.1), de las cuales la primera y la última muestra son 0.

Tabla 6.1 Valores de las 17 muestras obtenidas.

Muestras	Valores
S1	0
S2	-0.372017795
S3	0.314959454
S4	-1.367808742
S5	-1.457937255
S6	0.89262453
S7	0.715957865
S8	0.069907703
S9	1.413515733
S10	0.463469474
S11	-1.684053666
S12	-0.660551552
S13	-2.11E-15
S14	-0.942517235
S15	0.653136347
S16	1.940170242
S17	0

En la figura 6.14, se muestra un ejemplo de una forma de onda generada y se compara con la forma de onda que sale del filtro antialiasing.

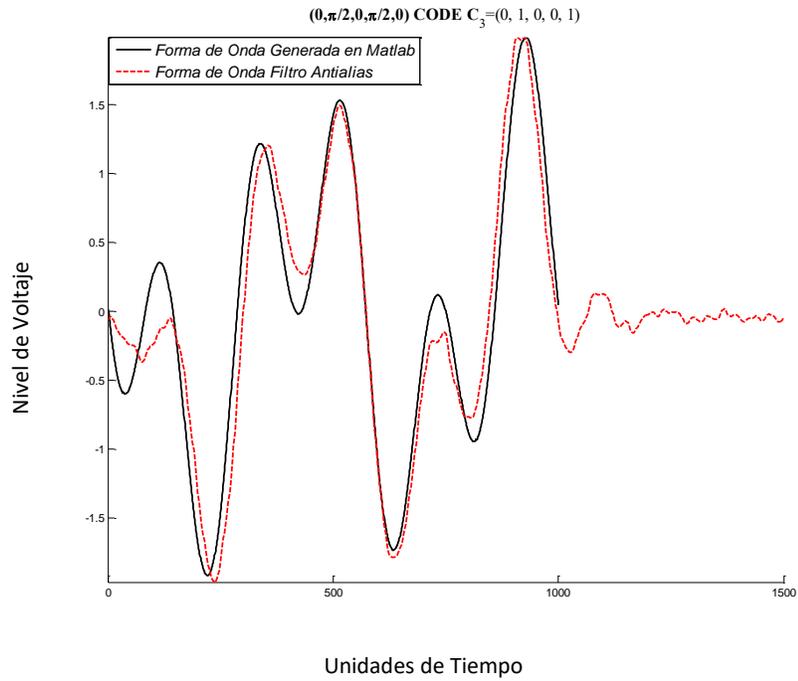


Figura 6.14 Forma de ondas generada y forma de onda de filtro antialiasing.

En la figura 6.15, se muestra la forma de onda generada y la forma de onda muestreada con 17 muestras, respectivamente.

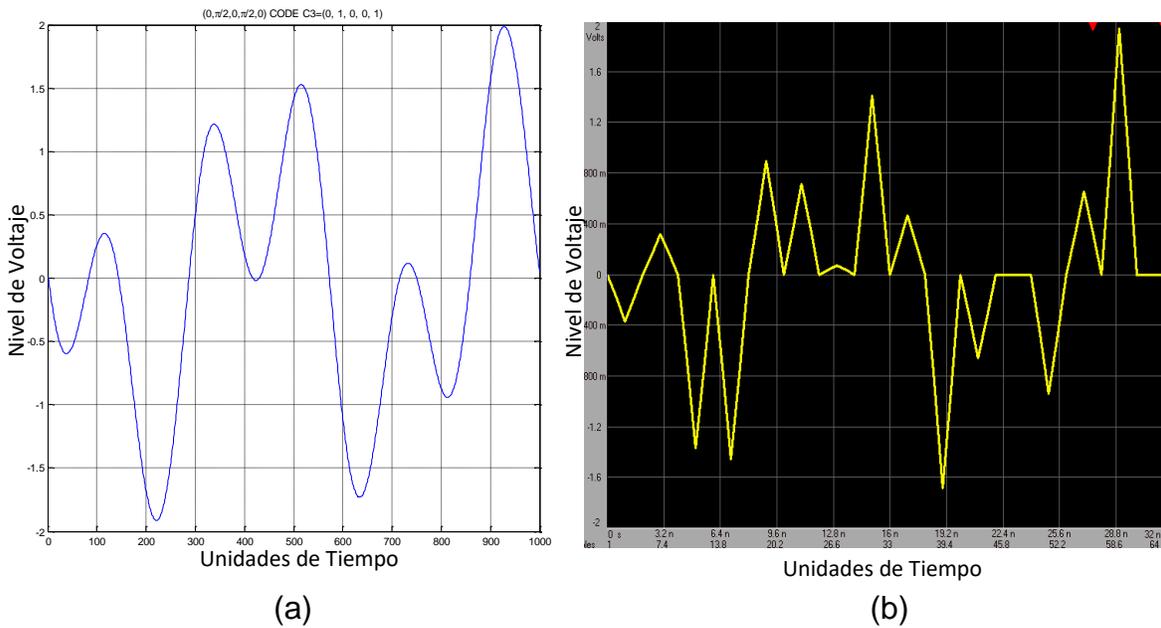


Figura 6.15 Formas de ondas. (a) onda generada. (b) onda muestreada.

6.6- Cancelación de interferencias de código.

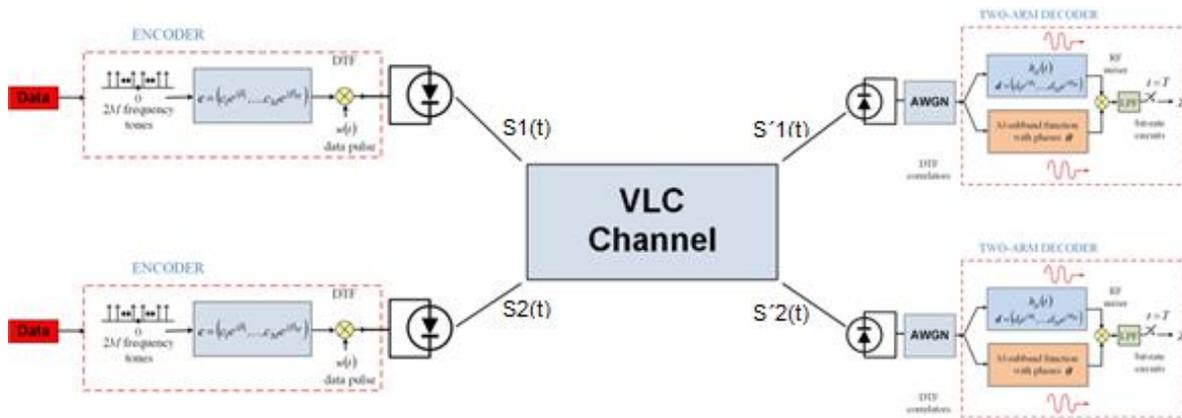


Figura 6.16 Diagrama en bloques de una red VLC.

La figura 6.16 muestra el diagrama en bloques de una red VLC con dos transmisores y dos receptores. El objetivo de este escenario es demostrar que el esquema novedoso es robusto ante el rechazo de interferencias de código. Para ello, se utilizó códigos de Hadamard como muestra la tabla 6.2.

Tabla 6.2 Códigos de Hadamard de longitud 4.

Código Hadamard	Código Unipolar	Código de fase φ referenciadas a θ
(1, 1, 1, 1)	(1, 1, 1, 1)	$(\pi/2, 0, \pi/2, 0)$
(-1, -1, 1, 1)	(0, 0, 1, 1)	$(-\pi/2, \pi, \pi/2, 0)$
(1, -1, -1, 1)	(1, 0, 0, 1)	$(\pi/2, \pi, -\pi/2, 0)$
(-1, 1, -1, 1)	(0, 1, 0, 1)	$(-\pi/2, 0, -\pi/2, 0)$

Interferente cercano

La figura 6.17 muestra la entrada $S'1(t)$ al decodificador de dos brazos para un usuario intencional $C2 = (0, 0, 0, 1, 1)$ que se encuentra en el centro de la habitación, donde se obtiene la mayor distribución de potencia recibida.

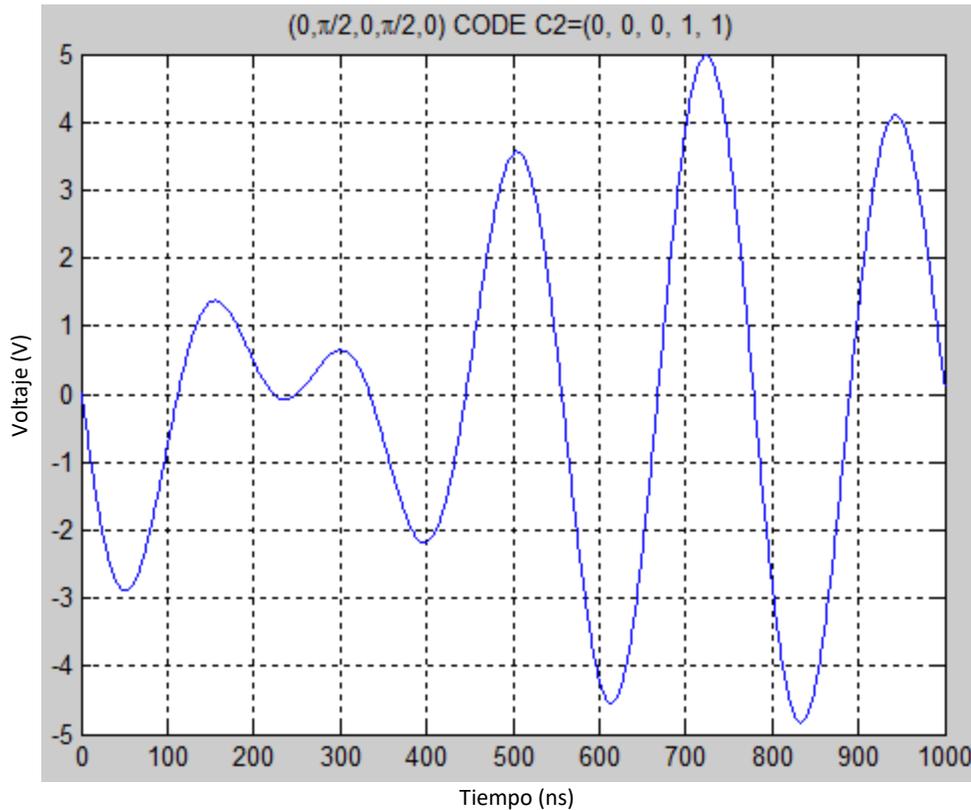


Figura 6.17 Entrada $S'1(t)$ al decodificador para $C2 = (0, 0, 0, 1, 1)$. Interferente cercano.

La figura 6.18 muestra la entrada $S'2(t)$ al decodificador de dos brazos para un usuario interferente cercano $C4 = (0, 0, 1, 0, 1)$ que se encuentra muy cerca del centro de la habitación.

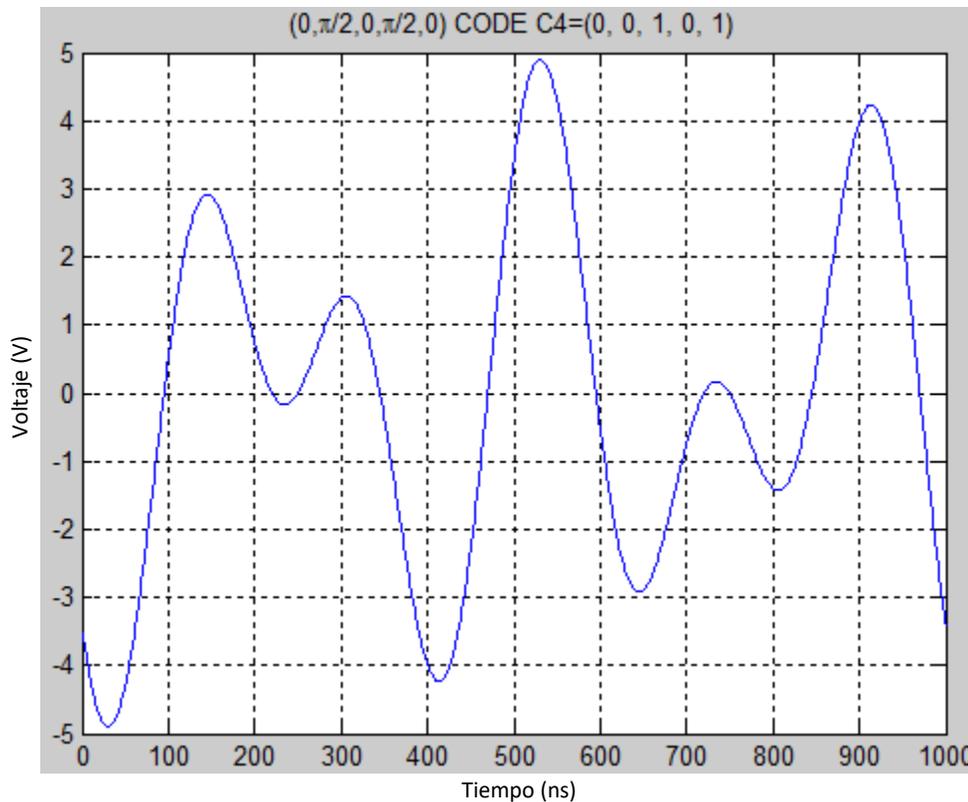


Figura 6.18 Entrada $S'2(t)$ al decodificador para $C4 = (0, 0, 1, 0, 1)$. Interferente cercano.

Ambas señales $S'1(t)$ y $S'2(t)$ son el resultado de la no linealidad del diodo LED y la ganancia del canal para los códigos $C2$ y $C4$ respectivamente.

La figura 6.19 muestra la salida Z del decodificador de dos brazos para un usuario intencional y un usuario interferente con códigos $C2$ y $C4$ respectivamente, donde se puede apreciar una notable diferencia de magnitud máxima entre ambas gráficas, ya que el usuario interferente tiene un valor máximo muy cercano a 0. Por lo que se puede comprobar que el nuevo esquema es eficiente ante el rechazo de interferencia de código cercano.

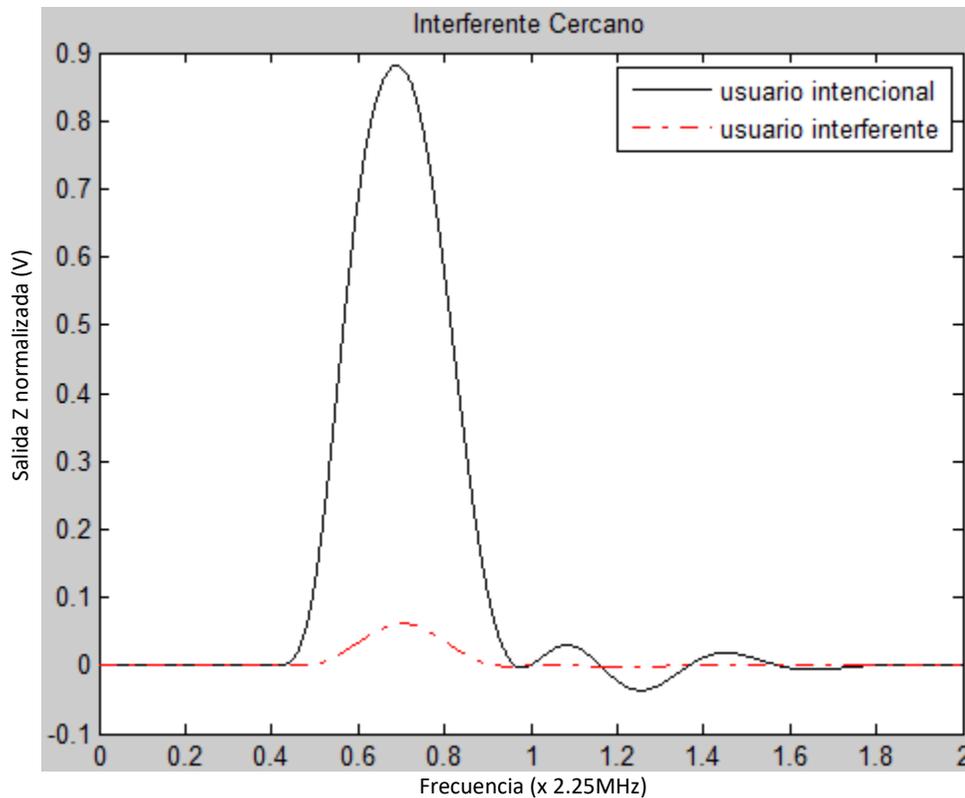


Figura 6.19 Salida Z del decodificador para el caso de interferencia de código cercano.

Interferente lejano

La figura 6.20 muestra la entrada $S_1(t)$ al decodificador de dos brazos para un usuario intencional $C_2 = (0, 0, 0, 1, 1)$ que se encuentra muy cerca del límite de la habitación, donde la distribución de potencia recibida se va haciendo cada vez menor.

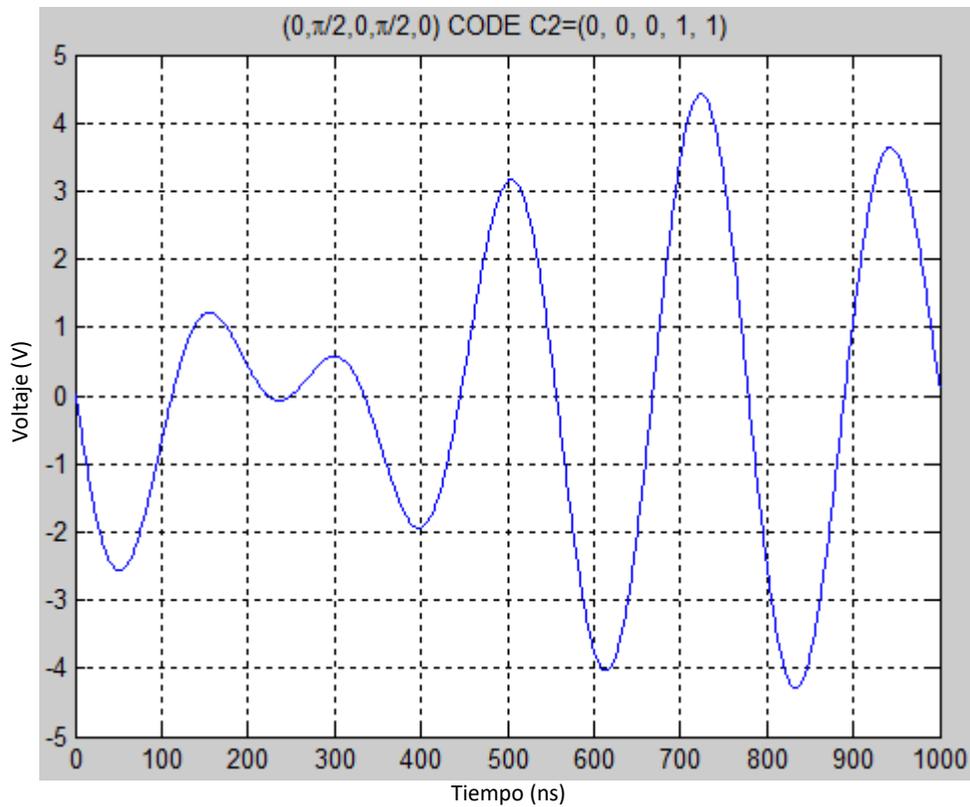


Figura 6.20 Entrada $S'1(t)$ al decodificador para $C2 = (0, 0, 0, 1, 1)$. Interferente lejano.

La figura 6.21 muestra la entrada $S'2(t)$ al decodificador de dos brazos para un usuario interferente cercano $C4 = (0, 0, 1, 0, 1)$ que se encuentra en la esquina de la habitación, donde la distribución de potencia recibida es la mínima.

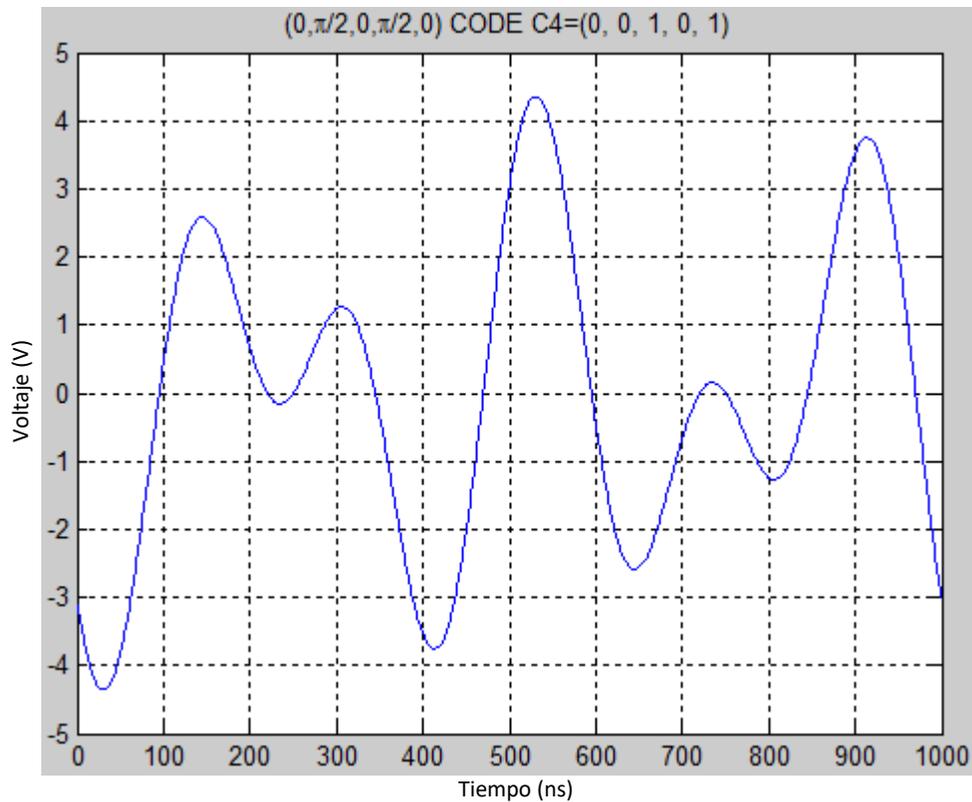


Figura 6.21 Entrada $S'2(t)$ al decodificador para $C4 = (0, 0, 1, 0, 1)$. Interferente lejano.

La figura 6.22 muestra la salida Z del decodificador de dos brazos para un usuario intencional y un usuario interferente con códigos $C2$ y $C4$ respectivamente, donde se puede apreciar una notable diferencia de magnitud máxima entre ambas gráficas, ya que el usuario interferente tiene un valor máximo muy cercano a 0. Por lo que se puede comprobar que el nuevo esquema es eficiente ante el rechazo de interferencia de código lejano.

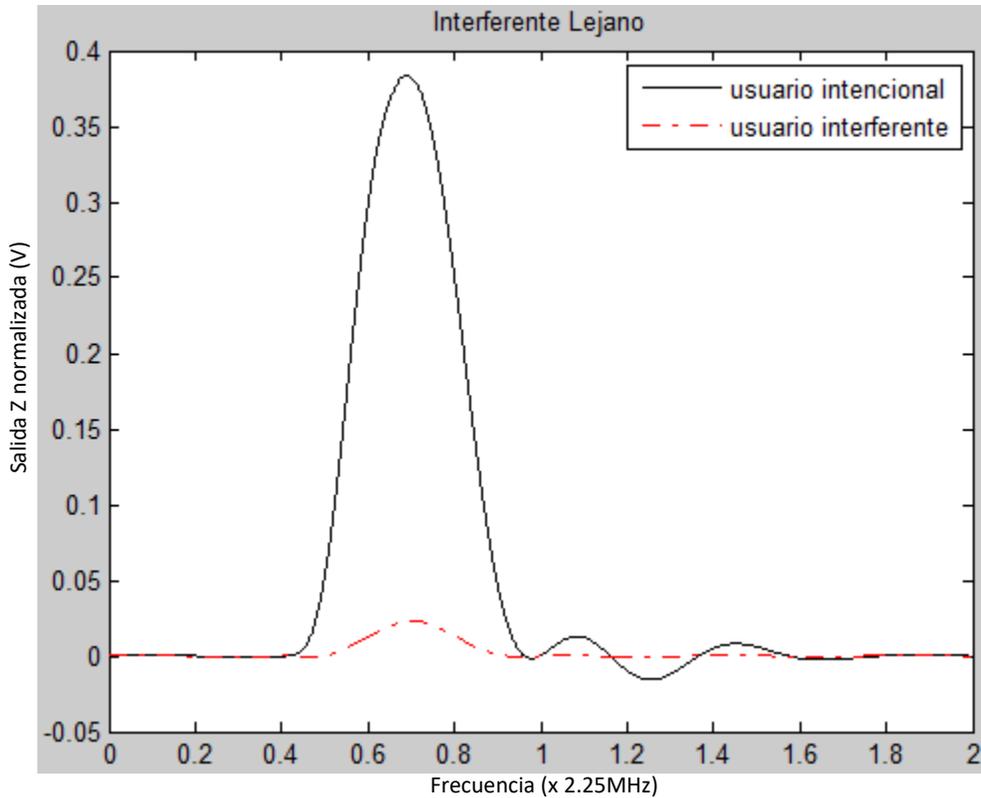


Figura 6.22 Salida Z del decodificador para el caso de interferencia de código lejano.

La dispersión temporal por trayectos múltiples de la respuesta al impulso se puede expresar a través de la dispersión del retardo de la raíz cuadrada media (RMS). Esto proporcionará una buena estimación de cuán susceptible es el canal a las interferencias por:

$$D_{RMS} = \sqrt{\mu^2 - (\mu)^2} \quad (6.7)$$

donde

$$\mu^2 = \frac{\left(\sum_{i=1}^M P_{d,i} t_{d,i}^2 + \sum_{j=1}^N P_{ref,j} t_{ref,i}^2 \right)}{P_{IT}} \quad (6.8)$$

En la figura 6.23, se muestran los diferentes valores que toma el $Drms$, para las diferentes posiciones del receptor dentro de la habitación.

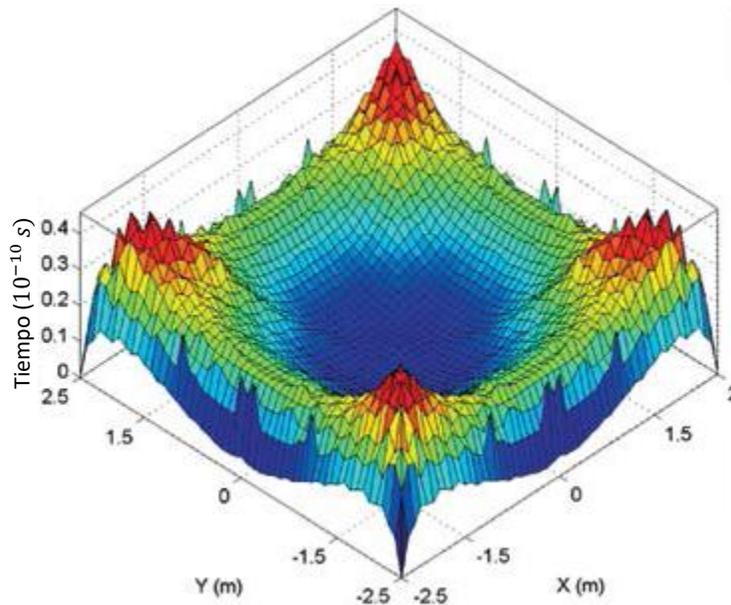


Figura 6.23 Valores del $Drms$ dentro de la habitación.

La distribución del $Drms$ (RMS delay spread) muestra un valor máximo de 4 ns y un valor promedio de 2 ns aproximadamente. Este valor de tiempo máximo coincide con el tiempo de la respuesta al impulso del canal VLC y da una buena estimación de cuán susceptible es el canal a las interferencias.

6.7- Fuentes de ruido en el receptor.

En los sistemas de comunicación de luz visible existen diferentes tipos de ruido como son: el ruido luz ambiental, el ruido de luz artificial y el ruido térmico.

En esta simulación solo se tuvo en cuenta el ruido térmico, ya que se trata de un escenario indoor que no se ve afectado por la luz ambiental y no hay otras lámparas con luz artificial dentro de la habitación. Este ruido térmico se tomó como ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN).

Para determinar la SNR dentro de la habitación se tuvieron en cuenta los siguientes parámetros:

- El factor Ruido – Ancho de Banda: 0.562.
- Velocidad de datos: 115200 bit/s.
- Potencia de luz ambiental: $7 * 10^{-8}$ A.
- Responsividad del fotodiodo: 0.55 A/W.
- Carga del electrón: $1,6 * 10^{-19}$ c.
- Ancho de banda: 4.5 MHz.
- Densidad de ruido: $5 * 10^{-12}$ Ampere/Hz $^0.5$

Luego de realizar la simulación con los parámetros descritos anteriormente, se obtuvieron los siguientes resultados en las distintas posiciones dentro de la habitación como muestra la figura 6.24.

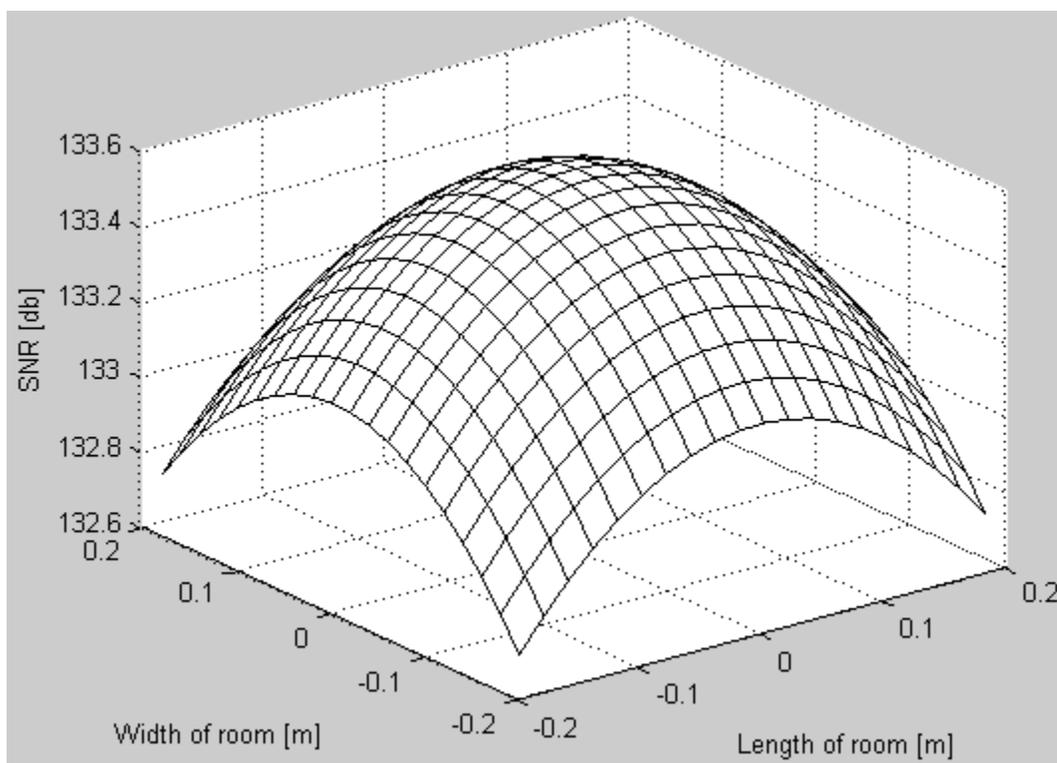


Figura 6.24 Distribución de la SNR.

6.8- Conclusiones.

En este capítulo se mostraron los diferentes resultados obtenidos en la simulación del desarrollo del esquema novedoso de modulación sin portadora utilizando un receptor no coherente. Se hizo una propuesta de implementación del transmisor y se obtuvieron resultados. Se midieron los diferentes parámetros del canal óptico, teniendo en cuenta el enlace de propagación LOS y el enlace de propagación difuso y se demostró que el nuevo esquema es robusto ante el rechazo de interferencias.

Referencias.

- [1] G. Wyszecki and W. S. Stiles, Color Science: Concepts and Methods, Quantitative Data and Formulae, 2nd ed. New York: Wiley, 1982.
- [2] F. Zafar, D. Karunatilaka, and R. Parthiban, "Dimming schemes for visible light communications: The state of research," IEEE Wirel. Commun., vol. 22, no. 2, pp. 29–35, Apr. 2015.
- [3] J. Gancarz, H. Elgala, and T. D. C. Little, "Impact of lighting requirements on VLC systems," IEEE Commun. Mag., vol. 51, no. 12, pp. 34–41, Dec. 2013.
- [4] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. K. Lim, "IEEE 802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support," IEEE Commun. Mag., vol. 50, no. 3, pp. 72–82, Mar. 2012.

Capítulo 7 “Conclusiones”

La utilización de diodos emisores de luz (LEDs) para iluminación presenta muchas ventajas aun cuando es una tecnología reciente y en desarrollo para este propósito, teniendo como principal ventaja el ahorro de energía con una iluminación alta y de buena calidad.

Los formatos de modulación avanzados son cada vez más importantes en los sistemas de comunicaciones de luz visible que utilizan una infraestructura de iluminación basada en diodos emisores de luz (LED).

Los sistemas de comunicación de luz visible son una buena alternativa para utilizar e implementarlos, no como un reemplazo de otros sistemas inalámbricos, sino como una alternativa que el usuario sabrá escoger dependiendo del lugar y la necesidad, ya que con VLC se necesitará estar debajo de una lámpara, pero se conseguirá una velocidad de transmisión muy elevada en comparación con otros sistemas.

VLC es una alternativa que se puede implementar en cualquier ambiente indoor, a pesar de su ventaja y su desventaja incluida, que es que no transmite información si no hay línea de vista con la luz de la lámpara transmisora. Se puede optar por implementar en salas de conferencias, en aulas de clases, en bibliotecas y donde se necesita una alta velocidad de transmisión, libre de interferencias.

Los sistemas de comunicaciones de luz visible son un campo de estudio emergente donde uno de los objetivos principales es proporcionar redes de transmisión de alta capacidad a hogares y oficinas inteligentes de próxima generación, al mismo tiempo que proporciona iluminación de la sala completa. VLC es una tecnología que puede ser complementaria a las actuales o futuras tecnologías de RF, liberando así el espectro radioeléctrico. Además, tiene la ventaja de ser ecológica, económica y más segura que las tecnologías basadas en RF.

Un paso importante en el diseño de un sistema de comunicaciones de luz visible (VLC) es comprender las limitaciones que surgen del canal óptico inalámbrico. La caracterización precisa del canal es un requisito importante para establecer los

parámetros del sistema de manera adecuada con el fin de establecer un enlace de alta calidad, ya que permite una mejor explotación de la energía disponible y los recursos espectrales con el fin de optimizar el diseño del sistema. También es necesario un modelo de canal preciso para predecir con precisión el rendimiento de los sistemas VLC.

Se propuso el desarrollo de un esquema novedoso de modulación sin portadora, utilizando un receptor no coherente. Este esquema además de ser no coherente, hace uso racional de los recursos de implementación, es sencillo y robusto ante el rechazo de interferencias. Se realizaron varias simulaciones en un escenario indoor, teniendo en cuenta los diferentes parámetros y se obtuvieron resultados como se mostraron en el capítulo anterior.